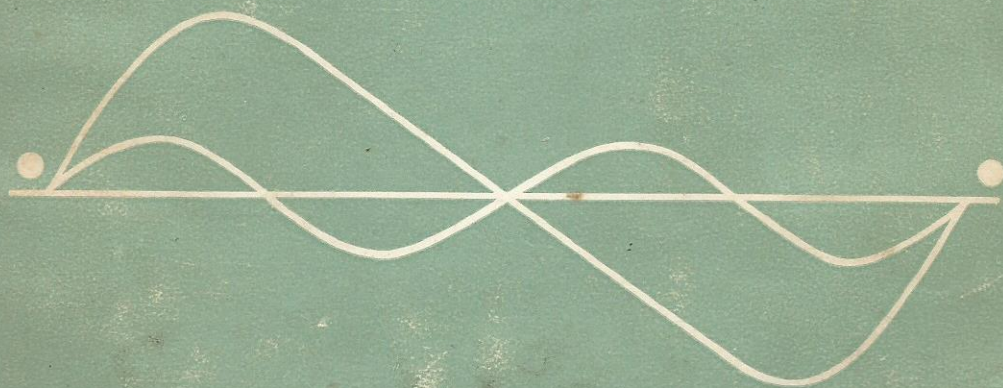


RADIOTECNIA BASICA



FRANCISCO GARCIA BERLANGA

El autor de este libro es profesor numerario de la Escuela Oficial de Náutica de Bilbao y, como tal, posee muy buena experiencia en la enseñanza teórico-práctica de la Radiotecnica.

Este libro responde a todas las preguntas del programa oficial de Radiotecnica de dicha Escuela. Está, pues, concebido con un propósito primordialmente didáctico, con el fin de orientar desde el principio al alumno e irlo introduciendo gradualmente en los complejos problemas de la Electrónica.

Como dice el autor en el prólogo, en Radiotecnica y Electrónica hay muchos libros, unos muy difíciles y otros demasiado fáciles, pero no abundan los de nivel medio, que es justamente el importante hueco que viene a llenar este volumen.

Una de sus grandes ventajas es que todos los temas son tratados con un criterio uniforme, sin que unos obtengan una extensión desmedida a costa de sacrificar los otros, obteniendo así el estudiante una visión de conjunto muy valiosa para la mejor comprensión y aprendizaje de la materia.

Este libro será de gran utilidad para todos los estudiantes de Radiotecnica y Electrónica, a los cuales proporciona un instrumento muy práctico y efectivo para preparar los exámenes y para organizar sólidamente sus conocimientos. Los técnicos, profesionales y aficionados de la radio también encontrarán en este volumen un magnífico manual de trabajo y consulta.

RADIOTECNIA BASICA

FRANCISCO GARCIA BERLANGA

RADIOTECNIA BASICA

1969

PARANINFO

MADRID

© D. Francisco García Berlanga.
PARANINFO. Madrid (España).

Reservados los derechos de edición para todos los países.

Impreso en España.
Printed in Spain.

Depósito legal: M. 18.371-1969.



Magallanes, 21. MADRID

GRAFICAS VALERA, S. A.—Libertad, 20.—Madrid.—1969.

P R O L O G O

En Radiotecnica y Electrónica hay muchos libros, si bien suelen ser demasiado elementales unos y demasiado difíciles otros. No abundan los de nivel medio. Este trata de cubrir este hueco.

Muchos libros sobre estas materias estudian con mucho detalle algunos capítulos, como amplificadores o válvulas, etc., y, en cambio, hay otros temas que ni siquiera se tratan. También en este aspecto se ha procurado que todos los capítulos tengan el mismo nivel.

La Electrónica es una ciencia nueva y en continuo avance. Por esto se habla mucho de ella y se dicen frases como éstas: La radio es muy fácil. Aprenda radio en dos meses, etc. Otros dicen que no se puede estudiar Electrónica sin un alto nivel matemático. Todas estas frases son carentes de sentido. La Radiotecnica y la Electrónica no son ni más fáciles ni más difíciles que las otras ciencias. Son asequibles sólo a quien las estudia con mucho entusiasmo y las dedica tiempo.

En cuanto a la base matemática, diremos que las matemáticas son el origen y fundamento de todas las ciencias; ahora bien, la Electrónica y las matemáticas son diferentes, y los fenómenos físicos que tienen lugar en Electrónica no son ecuaciones matemáticas, aunque se pueden analizar por ecuaciones.

Entre las personas que se dedican a la técnica de la Radio se oye decir con cierta frecuencia que la teoría no vale para nada. Diremos que las personas que eso dicen, lo único que hacen es denunciar su ignorancia. No cabe ser un buen técnico de una manera general sin unos buenos conocimientos teóricos. Es algo imposible. No confundir el conocimiento de la asignatura con el hecho de haberla estudiado uno o más años. Saber la asignatura es eso: saberla.

De acuerdo con esos conceptos, en este libro se ha procurado dar una idea clara, a suficiente altura, de los fenómenos físicos que tienen lugar en los equipos electrónicos.

Para los que se han olvidado un poco de la electricidad, diremos que el capítulo de circuitos es fundamental, ya que todos los demás capítulos se auxilian de éste. Por ello, este capítulo deberá repasarse periódicamente, pues lo estudiado se olvida con relativa facilidad, y lo que se sabía, se sabía, lo que quiere decir que no se sabe.

EL AUTOR.

*A D. Cayo García Olalla,
con gran cariño de un antiguo alumno.*

CONTENIDO

CAPITULO I

Páginas

Resistencias

23

Resistividad y conductividad.—Resistencia y conductancia. Ley de Ohm.—Caída de tensión.—Conexión de resistencia en serie y en paralelo.—Divisores de tensión.—Potencia disipada en un circuito de resistencias.—Variación de la resistencia con la temperatura; coeficiente positivo y negativo.

CAPITULO II

Inductancia

29

Campo magnético creado por una corriente.—Bobinas.—Flujo magnético de una bobina.—Inductancia.—Permeabilidad magnética. Curvas de magnetización.—Bobinas con núcleo magnético.—Bobinas con núcleo de aire.—Choques de radiofrecuencia.—Imanes permanentes.—Inductancia mutua.—Coeficiente de acoplamiento. Efecto pelicular y de proximidad.—Resistencia efectiva de un conductor a la radiofrecuencia.—Pérdidas de energía de una bobina: «Q» de una bobina.—Inductancias en serie y en paralelo.

CAPITULO III

Capacidad

41

Noción de capacidad.—Condensadores.—Influencia del dieléctrico.—Constante dieléctrica.—Rigidez dieléctrica.—Pérdidas de un condensador: su representación.—Capacidad distribuida en una bobina.—Conexión de condensadores en serie y en paralelo.—Conexión en paralelo o derivación.—Protección contra los campos magnéticos y electrostáticos.—Pantallas.

CAPITULO IV

Impedancia	
--------------------------	--

Reactancia inductiva: relación de fase entre tensión y corriente.—
Reactancia capacitativa: relación de fase entre tensión y corriente.—Circuito con resistencia y reactancia: impedancia.—Leyes de Kirchhoff.—Representación de impedancias: representación compleja y polar.—Circuito serie.—Circuito en paralelo.—Divisores de tensión.—Admitancia, conductancia y susceptancia.—Teorema de Thevenin.—Adaptación de impedancias: máxima transferencia de energía.

CAPITULO V

Circuitos resonantes	
------------------------------------	--

Resonancia serie: frecuencia de resonancia.—Circuito resonancia serie.—Curvas de resonancia: variación de la corriente con la frecuencia; selectividad.—Factor «Q»: definición y utilidad.—Variación de la reactancia con la frecuencia.—Resonancia en paralelo: circuito tanque, frecuencia de resonancia, variación de la impedancia con la frecuencia.—Variación entre la corriente de línea y la corriente en las ramas del circuito.—Variación con la frecuencia.—Factor «Q»: su variación con la carga del circuito.

CAPITULO VI

Circuitos acoplados. Filtros	
--	--

Circuitos acoplados inductivamente.—Transformadores: su aplicación a la adaptación de impedancias.—Otros métodos de acoplamiento.—Filtros: su objeto. Filtros básicos. Paso alto, paso bajo, paso de banda y eliminación de banda.

CAPITULO VII

Líneas de transmisión de radiofrecuencia	
--	--

Objeto de las líneas de transmisión. Líneas aperiódicas y sintonizadas.—Impedancia característica.—Valores típicos de las líneas bifilares y cables coaxiales más comunes.—Línea terminada en su impedancia característica. Onda progresiva.—Onda directa y reflejada.—Ondas estacionarias.—Líneas terminadas en circuito abierto. En cortocircuito. Resistencia pura. Resistencia reactiva. Coeficiente de reflexión.—Relación de ondas estacionarias.—Pérdidas en las líneas de transmisión. Atenuación.—Necesidad de adaptación de impedancias entre la línea y la carga. Métodos más corrientes de adaptación. Líneas equilibradas y desequilibradas.—Discontinuidad en las líneas.

CAPITULO VIII

Guías de ondas. Cavidades resonantes	110
---	-----

Guías de ondas.—Modo de propagación.—Dimensiones de la guía.—Analogía con las líneas de transmisión.—Métodos de excitación y acoplo.—Guías circulares.—Juntas de choque.—Juntas rotatorias.—Cavidades resonantes.—Atenuación.—Dispositivo TR y anti TR.

CAPITULO IX

Válvulas electrónicas	123
------------------------------------	-----

Generalidades.—Producción de electrones: Emisión termoiónica. Emisión fotoeléctrica. Emisión secundaria.—Emisión termoiónica de los electrones.—Emisión fotoeléctrica de electrones.—Efecto de campo.—Producción de iones por colisión.—Movimiento de los electrones e iones en un campo electrostático.—Movimiento de los electrones en un campo magnético.—Movimiento en una combinación de ambos campos.—Constitución de una válvula de vacío: cátodo y ánodo.—Cátodos de calefacción directa. Cátodos de calefacción indirecta.—Emisión de electrones por bombardeo del cátodo.—Efectos de carga espacial.

CAPITULO X

Diodo	134
--------------------	-----

Constitución.—Limitación por carga espacial.—Relación entre corriente y tensión.—Limitación por temperatura.—Corriente de saturación.—Disipación de energía.

CAPITULO XI

Triodo	138
---------------------	-----

Constitución.—Acción de la rejilla.—Relación entre corriente de placa y tensión. Curvas características.—Corriente de rejilla.—Coeficientes: amplificación, resistencia de placa, transconductancia.—Línea de carga.—Ejemplo de aplicación de las curvas características.

CAPITULO XII

Tetrodos y pentodos	147
----------------------------------	-----

Constitución y funcionamiento de tetrodos y pentodos.—Pentodo.—Válvulas de pendiente variable.—Válvulas de haces electrónicos. Curvas características y coeficientes.—Estudio comparativo de triodos y pentodos.

CAPITULO XIII

Gas residual en las válvulas de alto vacío	154
---	-----

Efectos de gas residual en el funcionamiento de las válvulas de alto vacío.—Bombardeo del cátodo por iones.—Corriente iónica de rejilla.—Evacuación de los gases.

CAPITULO XIV

Válvulas electrónicas para frecuencias muy altas y microondas	156
--	-----

Efecto de la capacidad entre los electrodos y de la inductancia entre las conexiones.—Efecto de tiempo de tránsito.—Distintos tipos de válvulas para frecuencias muy altas.—Modulación de velocidad de un haz electrónico.—Klistrones.—Magnetrones.—Magnetron de ánodo dividido.—Tubos de onda progresiva.

CAPITULO XV

Tubos de rayos catódicos	169
---------------------------------------	-----

Constitución y funcionamiento del tubo de rayos catódicos.—Desviación y enfoque electrostáticos.—Desviación electromagnética.—Aceleración después de la desviación. Anodo intensificador.—Acción de los iones negativos emitidos por el cátodo. Trampa de iones.—Materiales empleados en la pantalla.

CAPITULO XVI

Válvulas de gas	176
------------------------------	-----

Efecto del gas en las válvulas.—Diodos de cátodo caliente.—Neutralización de la carga de espacio.—Tiratrones. Acción de la rejilla control.—Válvulas de cátodo frío.

CAPITULO XVII

Semiconductores	180
------------------------------	-----

Generalidades.—Estructura del germanio y del silicio.—Electrones libres y huecos: producción y recombinación.—Conductibilidad de los semiconductores puros e intrínsecos.—Impurezas de los semiconductores tipo N y tipo P.—Mecanismo de conducción en los semiconductores con impurezas. Portadores mayoritarios y minoritarios.—Difusión y desplazamiento.—Nociones elementales sobre la teoría de bandas de energía.—El diodo de unión P-N. Barrera de potencial, densidad de carga en la unión. Unión P-N con polarización directa. Unión P-N con polarización inversa.—

Corriente inversa de saturación o intrínseca, efecto de la temperatura sobre la corriente.—Curvas características de los diodos de unión P-N.—Tensión inversa de ruptura.—Diodos Zener.—Diodos de puntas.

CAPITULO XVIII

El transistor	196
----------------------------	-----

El transistor de unión P-N-P y N-P-N.—Emisor base y colector.—Descripción del funcionamiento de un transistor de unión.—El transistor de puntas.—El fototransistor.—El transistor como elemento de circuitos. Montajes básicos: base común, emisor común y colector común.—Características y parámetros fundamentales en cada uno de los montajes básicos.—Efecto de la temperatura sobre el funcionamiento de los transistores.—Funcionamiento del transistor a altas frecuencias. Limitaciones y sus causas.—Aplicación de los transistores. Comparación del germanio y silicio.—Ventajas e inconvenientes de los transistores respecto a las válvulas.

CAPITULO XIX

Amplificación	209
----------------------------	-----

Concepto fundamental de amplificación.—Amplificadores de tensión y de potencia.—El decibelio.—Relaciones entre tensiones y corrientes en un amplificador.—Distintos procedimientos de polarización de rejilla. Autopolarización.—Clasificación de los amplificadores de acuerdo con la impedancia de carga y acoplamiento. Clasificación de los amplificadores según la frecuencia.—Condiciones de funcionamiento.—Distorsión. Sus clases.

CAPITULO XX

Amplificadores de tensión para audio y videofrecuencias	222
--	-----

Amplificadores de tensión para audiodfrecuencias.—Amplificadores acoplados por resistencia-capacidad. Circuitos básicos. Variación de la amplificación con la frecuencia, curvas de respuesta.—Amplificador con varias etapas.—Amplificadores acoplados por transformador. Circuitos básicos. Variación de la amplitud con la frecuencia.—Amplificadores de corriente continua. Circuitos básicos.—Inestabilidad de los amplificadores de corriente continua y métodos para corregirla.—Amplificadores de video.

CAPITULO XXI

Amplificadores de potencia	243
---	-----

Amplificadores de potencia clase A. Funcionamiento.—Circuitos básicos. Relaciones de potencia. Rendimiento de placa. Distorsión. Válvulas utilizadas.—Condiciones de trabajo y resistencia de carga.—Transformador de salida. Adaptación de la impedancia de carga.—Amplificadores en contrafase, clase A. Circuitos básicos: funcionamiento.—Sistemas de excitación. Inversor de fase.—Amplificadores, clase B y AB. Funcionamiento y características más importantes. Circuitos básicos.—Rendimiento.—Amplificadores acoplados por cátodo (seguidor catódico). Funcionamiento y circuitos básicos. Amplificación y aplicaciones.—Regeneración en amplificadores de varias etapas.—Control de volumen, manual, automático. Compresión y expansión. Efecto de zumbido microfónico en los amplificadores de audio y videofrecuencias.—Acción microfónica.

CAPITULO XXII

Amplificadores con realimentación	267
--	-----

Ideas fundamentales sobre la realimentación. Factor de realimentación positiva y negativa. Efecto de la realimentación negativa en relación con la amplificación. Zumbidos, distorsión. Amplificadores realimentados.—Impedancia de salida.—Circuitos típicos con realimentación negativa.—Aplicación de la realimentación a los sistemas de control. Servomecanismos.

CAPITULO XXIII

Amplificadores sintonizados. Amplificadores para frecuencias ultralevadas	274
--	-----

Amplificadores de tensión sintonizados. Diversos tipos.—Variación de la amplitud con la frecuencia.—Amplificadores de varias etapas.—Amplificadores de potencia sintonizados. Amplificadores clase C.—Amplificadores lineales.—Amplificadores para frecuencias ultralevadas.

CAPITULO XXIV

Admitancia de entrada de los amplificadores	287
--	-----

Admitancia de entrada de los amplificadores a triodo y pentodo. Influencia de la amplificación de la capacidad de entrada.—Efecto Miller.—Neutralización de la admitancia de entrada.—Circuitos con rejilla a tierra.—Admitancia de entrada en los amplificadores con realimentación.

CAPITULO XXV

Ruido en amplificadores	293
--------------------------------------	-----

Ruido de agitación térmica de las resistencias.—Distintos tipos de ruidos producidos por válvulas de vacío.—Ruido inducido a la entrada de un amplificador.—Relación señal-ruido de un amplificador. Factor de ruido.

CAPITULO XXVI

Amplificación con transistores	297
---	-----

Funcionamiento del transistor como amplificador en cada uno de los montajes básicos; analogía con los tres amplificadores fundamentales de la válvula.—Polarizaciones y valores característicos de los parámetros en cada uno de los montajes básicos. Influencia de la temperatura. Circuitos de polarización estabilizadores.—Circuitos típicos de amplificadores con transistores.—El transistor tiratrón.

CAPITULO XXVII

Generación de radiofrecuencias. Osciladores	318
--	-----

Concepto fundamental de un sistema oscilador. Circuito oscilante. Resistencia negativa.—Funcionamiento de una válvula de vacío como oscilador. Iniciación de las oscilaciones. Amplitud de las oscilaciones y limitación de la amplitud.—Osciladores autocontrolados. Oscilador Hartley.—Oscilador Colpitis.—Osciladores de placa y rejilla sintonizados.—Acoplo electrónico.—Oscilador con resistencia y capacidad.—Frecuencia de un oscilador.—Estabilidad de frecuencia.—Osciladores de frecuencia variable.—Cristales de cuarzo. Piezoelectricidad. Circuito equivalente de un cristal. Variación de la frecuencia y armónicos del cristal. Frecuencia de resonancia. Variación de la frecuencia de resonancia con la temperatura y el envejecimiento. Termostato para el control de la temperatura.—Osciladores controlados por cristal: placa sintonizada o Miller.—Oscilador Pierce.—Oscilador puente.—Sintonía de los osciladores a cristal.—Potencia de salida y estabilidad de los osciladores controlados a cristal.—Oscilaciones parásitas. Generadores de armónicos. Multiplicación de frecuencia.—Ideas generales sobre osciladores con transistores y osciladores para frecuencias muy altas.—Oscilador con realimentación R-C.—Osciladores para frecuencias muy altas.

CAPITULO XXVIII

Modulación y demodulación	350
--	-----

Modulación de amplitud.—Onda modulada en amplitud.—Portadora y bandas laterales.—Coeficiente de modulación.—Reparto de energía.—Distorsión.—Sistemas de modulación de amplitud. Modulación en placa.—Modulación en rejilla.—Amplificador modulado en rejilla. Modulación en pantalla.—Modulación en supresora.—Modulación por cátodo.—Modulación simultánea placa-pantalla.

CAPITULO XXIX

Detección de ondas moduladas en amplitud. Traslación de frecuencias: detección o demodulación	362
--	-----

Detección de ondas moduladas en amplitud. Detección con diodos y triodos. Circuitos básicos y prácticos.—Detectores de triodo.—Distorsión y causas que la produce en la detección de amplitud. Detectores superregenerativos.—Traslación de frecuencias. Aplicaciones.—Circuitos mezcladores y convertidores con válvulas. Transconductancia de conversión.—Ruido en las válvulas mezcladoras.—Mezcladores con diodos de cristal.

CAPITULO XXX

Modulación de frecuencia y fase. Demodulación	373
--	-----

Ondas moduladas en frecuencias.—Índice de modulación.—Espectro de frecuencias. Bandas laterales y anchura de banda requerida. Efecto de la multiplicación, división y traslación de frecuencias. Modulación de fase.—Generación de ondas moduladas en frecuencia y en fase. Circuitos típicos.—Detección de ondas moduladas en frecuencias y en fase. Discriminador.—Detector de relación.

CAPITULO XXXI

Modulación de impulsos	389
-------------------------------------	-----

Ideas generales sobre los distintos métodos de la modulación de impulsos.

CAPITULO XXXII

Generación de ondas no sinusoidales	392
--	-----

Circuitos limitadores o recortadores.—Circuitos integradores y diferenciadores.—Multivibradores: distintos tipos. Circuitos «flip-

flop».—Oscilador de bloqueo.—Generación de ondas cuadradas.—Circuitos restauradores.—Generadores de ondas en dientes de sierra.—Circuitos retardadores.—Conmutadores electrónicos.—Circuitos contadores.—Divisor de frecuencia.—Circuitos sumadores.

CAPITULO XXXIII

Fuentes de alimentación	411
--------------------------------------	-----

Rectificación: necesidad y requisitos generales de las unidades de alimentación. Alimentación de los cátodos de las válvulas por C. A. Métodos para reducir el zumbido.—Elementos de uso corriente como rectificadores. Características y aplicaciones peculiares de cada uno. Válvulas de vacío, de vapor de mercurio. Selenio. Silicio. Óxido de cobre.—Circuitos rectificadores media onda. Onda completa.—Puente.—Multiplicadores de tensión.—Circuitos polifásicos.—Tensión inversa de cresta y corriente de cresta.—Corriente media rectificada.—Filtros. Regulación de tensión, fuentes diversas. Filtros, su objeto.—Filtros de entrada por choque.—Filtros de entrada por condensador en paralelo.—Filtros de resistencia-capacidad.—Filtros de varias secciones.—Zumbido residual. Máximo tolerable según las aplicaciones.—Estabilización de tensión. Circuitos de alimentación estabilizados. Válvulas reguladoras.—Sistemas de filtros graduales.—Fuentes de alimentación para altas tensiones.—Fuentes de alimentación con vibrador.—Aplicación de los transistores a los sistemas de alimentación. Circuitos típicos.

RADIOTECNIA BASICA. SEGUNDA PARTE

SISTEMAS DE COMUNICACIONES

CAPITULO XXXIV

Transmisores	431
---------------------------	-----

Transmisores para modulación de amplitud. Esquema de bloques y descripción de un transmisor típico.—Transmisores para modulación de frecuencia. Esquema de bloques y descripción de un transmisor típico para muy altas frecuencias.—Sistemas de modulación telegráfica.—Manipulación por desviación de frecuencias.—Eliminación de los chasquidos en la manipulación.—Manipulación automática.—Micrófonos.—Dispositivos para mejorar la modulación de amplitud por ondas vocales.—Limitadores de cresta.—Control automático de volumen.—Compresión de volumen.—Radiaciones no esenciales de un transmisor. Radiaciones parásitas y productos de intermodulación.—Estabilidad y tolerancia de frecuencia en un transmisor.

CAPITULO XXXV

Receptores	444
-------------------------	-----

Receptor superregenerativo.—Receptor superheterodino. Funcionamiento y circuito básico.—Frecuencia intermedia.—Sensibilidad. Selectividad.—Fidelidad.—Factor de ruido.—Pasos de radiofrecuencia y circuitos de entrada.—Conversor. Oscilador local.—Control automático de frecuencia.—Osciladores locales controlados a cristal.—Sintonización.—Pasos de frecuencia intermedia.—Filtros. Filtros de cristal y mecánicos.—Filtros de selectividad variable. Aplicación de la realimentación para mejorar la selectividad.—Recepción de señales telegráficas. Oscilador de batido.—Circuitos detectores y de audiofrecuencia. Control automático de volumen.—Circuitos silenciadores.—Amplificadores de audio.—Altavoces y auriculares.—Altavoces diversos tipos.—Auriculares.—Receptores para frecuencias muy elevadas. Circuito típico de un receptor para la modulación de frecuencia.—Circuito típico para recibir señales de una onda modulada en frecuencia.

CAPITULO XXXVI

Interferencias, respuestas parásitas y ruido en los receptores	460
---	-----

Bloqueo.—Modulación cruzada.—Interferencia de F. I.—Frecuencia-imagen. Receptores con doble y triple conversión.—Interferencias que entran por las líneas de alimentación.—Ruidos atmosféricos, galácticos e industriales.—Ruidos internos en un receptor. Factor de ruido.—Medidas para reducir el ruido interno.—Importancia del tipo de ruido y en el receptor, según la frecuencia.—Reducción de interferencia y ruidos en los sistemas de modulación de amplitud. Circuitos limitadores.—Reducción de interferencias y ruidos en los sistemas de modulación de frecuencia.—Comparación de ambos sistemas con respecto a las interferencias y ruidos.—El ruido en los sistemas de modulación por impulsos.—Radiaciones producidas por los receptores.—Interferencias en la recepción, producidas por las instalaciones eléctricas de a bordo. Medidas para reducirlas. Supresión de estas interferencias en el origen. Filtros supresores más comunes para la desparasitación de generadores, motores eléctricos y motores de combustión interna.

CAPITULO XXXVII

Sistemas de una sola banda lateral	468
---	-----

Eliminación de la portadora y una banda lateral. Sistemas utilizados.—Supresión de portadora y una banda lateral por desviación de fase.—Ventajas del sistema de banda lateral única respecto al de doble banda lateral.—Estabilidad de la frecuencia

portadora.—Circuitos transmisor y receptor típicos.—Sistemas con portadora reducida y portadora completa.—Sistemas de bandas laterales independientes.

CAPITULO XXXVIII

Radioteletipo. Facsímil	486
--------------------------------------	-----

Modulación telegráfica por teleimpresor. Código de cinco unidades. Velocidad telegráfica.—Teleimpresor. Ideas generales de su funcionamiento.—Telegrafía por frecuencias vocales.—Radiotelegrafía por desplazamiento de frecuencias.—Corrección de errores.—Facsímil. Ideas generales sobre recepción facsímil.

CAPITULO XXXIX

Antenas	491
----------------------	-----

Fundamento: radiación de una antena. Campo de inducción y radiado.—Características generales: polarización.—Resistencia de radiación.—Directividad.—Anchura de banda.—Ganancia.—Resonancia. Longitud de la antena.—Antena de media y cuarto onda. Gráficos básicos de radiación de antenas horizontales y verticales en el espacio libre.—Efectos de la proximidad del terreno sobre la resistencia y diagrama de radiación.—Antenas con plano a tierra.—Característica de radiaciones de hilos no resonantes. Rendimiento de una antena. Pérdidas.—Contraantenas.—Altura efectiva de una antena. Métodos para aumentar la altura efectiva de una antena.—Antenas L y T.—Antenas con carga en la parte superior.—Antenas receptoras. Relaciones recíprocas entre las propiedades de recepción y radiación de una antena.—Área de interceptación de una antena receptora.—Alimentación de antenas. Acoplamiento. Alimentación de antenas horizontales en media onda, en el centro y en los extremos.—Líneas resonantes. Líneas no resonantes. Adaptación de impedancias.—Alimentación de antenas verticales en media y cuarto de onda. —Acoplamiento al transmisor del sistema de alimentación de antena. Condición que debe reunir.—Acoplamiento inductivo variable.—Acoplamiento en π .—Filtros armónicos.—Acopladores de antena. Multiacopladores para utilización de una antena con varios transmisores. Sintonizadores de antena.—Medidor de ondas estacionarias.—Acoplamiento de antenas receptoras. Multiacopladores.—Tipos de antenas. Dipolo. Dipolo doblado.—Redes directivas de antenas. Redes con elementos parásitos. Sistemas Yagui.—Redes de radiación en línea.—Radiación transversal.—Radiación longitudinal. Redes apiladas.—Antenas de látigo.—Antenas de banda ancha.—Antenas largas.—Antenas en V.—Antenas rómbicas.—Antenas para radiogoniómetros. Antenas de cuadro.—Antenas para frecuencias muy elevadas y para microondas. Dipolos verticales; plano a tierra.—Doble cono y dicono.—Helicoidales.—Antenas de reflectores.—Antenas de bocina.—Antenas de ranura.—Antenas con reflectores parabólicos.—Sistemas de alimentación para las antenas de frecuencias muy elevadas. Líneas coaxiales.

CAPITULO XL

Propagación	527
--------------------------	-----

Generalidades. Propagación terrestre. Propagación de ondas radio-eléctricas: generación de campos electromagnéticos.—Campo de inducción y campo radiado.—Relación de fase entre los campos magnéticos y eléctricos.—Potencia radiada.—Velocidad de propagación.—Polarización del campo electromagnético, lineal, circular y elíptica.—Propagación sobre la superficie terrestre. Atenuación. Variación con la conductividad del terreno y con la frecuencia.—Curvas de propagación.—Propagación de las ondas de frecuencia muy alta y superiores. Onda directa y reflejada.—Refracción troposférica. Índice de refracción atmosférica. Atmósfera normal. Horizonte radioeléctrico.—Variación del índice de refracción con la altura. Formación de conducto.—Difracción.—Dispersión y reflexión troposféricas.

Propagación ionosférica.—Descripción y composición de la ionosfera. Capas ionosféricas regulares y anómalas: formación, altura y características. Variación de la ionosfera diurna, estacional y cíclica.—Ciclo solar.—Refracción ionosférica.—Frecuencia crítica. Variación del camino de propagación con el ángulo de radiación. Angulo límite.—Máxima frecuencia utilizable.—Frecuencia óptima de trabajo.—Distancia de salto, zona de silencio. Propagación por varios saltos.—Absorción ionosférica e intensidad de campo. Frecuencia más baja utilizable.—Desvanecimientos: distintos tipos y sus causas.—Perturbaciones ionosféricas. Sus causas e influencias sobre la propagación de las ondas.—Propagación por dispersión ionosférica.—Servicios para la predicción y previsión de las perturbaciones ionosféricas.—Revisión de las características de propagación de las ondas de diferentes frecuencias. Elección de la frecuencia de transmisión apropiada.

CAPITULO XLI

Televisión	542
-------------------------	-----

Ideas generales de un sistema de televisión.—Anchura de un canal de televisión.—Receptor de televisión.—Antenas de uso común.

APENDICE

Nociones sobre números complejos	559
Ejercicios con números complejos	565
Problemas	567
Líneas trigonométricas naturales	594
Índice alfabético de materias	603

CAPITULO I

RESISTENCIAS

Resistividad y conductividad.

Sabemos por electricidad, al hablar de los conductores, que no todos los cuerpos tienen las mismas propiedades; mientras unos dejan pasar la corriente eléctrica con facilidad, otros, en cambio, resisten más a dicho paso. Esto ocurre en condiciones iguales de longitud, sección y temperatura; es decir, que la resistencia de los cuerpos depende, en parte, del tipo de materia de que se trate. La magnitud que designa este comportamiento se llama *resistividad* (ρ). La magnitud inversa se llama conductividad (G).

Esta pregunta se complementa con las siguientes.

Resistencia y conductancia. Ley de Ohm.

Sabemos que si colocamos un conductor entre dos puntos de diferente potencial queda recorrido por una corriente eléctrica. Podemos observar cómo, con la misma diferencia de potencial, no pasa siempre la misma corriente si cambiamos el conductor. Incluso, como sabemos, puede no haber corriente si colocamos un dieléctrico. Como hemos dicho en la pregunta anterior, hay cuerpos que dejan pasar la electricidad con mayor o menor facilidad. Siendo la conductividad G la magnitud que nos define esa propiedad.

Si llamamos d a la densidad de corriente I que pasa por un conductor de sección S , tendremos que la relación que liga la intensidad que pasa por el conductor con su superficie es:

$$d = \frac{I}{S}.$$

Por otra parte, d también será proporcional al campo E y a la con-

RESISTENCIAS

ductividad G , o sea, $d = \vec{E} \cdot G$, de donde $I = \vec{E} \cdot G \cdot S$, y como $\vec{E} = V/l$, siendo V la diferencia de potencial, y l la longitud del conductor o espacio que tiene que recorrer la corriente.

$$I = \frac{V}{l} GS = \frac{V}{\frac{l}{GS}}$$

Como a medida que es mayor el denominador, I será menor, es decir, el denominador se opone a I , le llamaremos *resistencia* R .

$$I = \frac{V}{R} \text{ ley de Ohm, siendo } R = \frac{l}{GS} \text{ y como } \rho = \frac{l}{GS}, R = \rho \frac{l}{S}.$$

También podíamos deducir la ley de Ohm de la figura 1-1. La intensidad de la corriente, o sea, el paso de los electrones, será $I = Q/t$, que tendrá mayor valor si lo es a su vez la diferencia de potencial V_m .

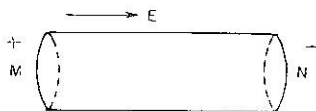


Fig. 1-1.

V_n , y será también mayor si la sección es mayor, y menor, si es mayor el camino o longitud l que recorre. A su vez dependerá del conductor empleado. Resumiendo, podemos escribir:

$$I = G \frac{VS}{l} = \frac{V}{\frac{l}{GS}} = \frac{V}{\frac{l}{GS}}$$

El denominador $l/G \cdot S$ depende de las características físicas del conductor, y si lo llamamos resistencia, por oponerse al paso de la corriente, podemos escribir:

$$I = \frac{V}{R} \text{ (ley de Ohm.)}$$

Otra posible contestación al enunciado sería ésta: Si a un conductor le aplicamos una diferencia de potencial V , circulará por él una intensidad I . Si le aplicamos una V' , circulará otra I' ; si le aplicamos una

CONEXIÓN DE RESISTENCIA EN SERIE Y EN PARALELO

V'' , circulará otra I'' , etc. Si hacemos en cada caso la relación del potencial con la intensidad, nos quedan V/I ; V'/I' ; V''/I'' ... Pues bien, ocurre que estas relaciones son todas iguales, o sea, la relación entre V e I para un mismo conductor es una constante

$$\frac{V}{I} = \frac{V'}{I'} = \frac{V''}{I''} \dots \text{constante.}$$

Si a esta constante la llamamos resistencia eléctrica R , podemos escribir:

$$R = \frac{V}{I} \text{ (ley de Ohm).}$$

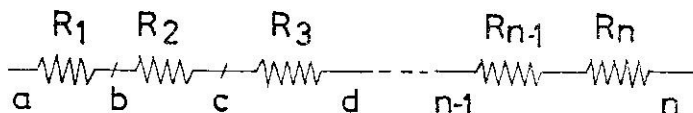
Nota.—La resistividad de un conductor se entiende a 0° C, si la temperatura aumenta de 0° a t° tenemos, según la experiencia, que $\rho_t = \rho_0 (1 + \alpha \Delta t)$, siendo α una constante que depende del metal y que llamaremos coeficiente de temperatura del metal, y como R es directamente proporcional a ρ , tenemos $R_t = R_i (1 + \alpha \Delta t)$, en general, $R_t = R_i (1 + \alpha \Delta t)$. Siendo R_i la resistencia a una temperatura inicial del metal, y R_t , la resistencia final al aumentar la temperatura.

Caída de tensión.

Siempre que circula una corriente por una resistencia, hay en esto una caída de tensión igual al producto de la intensidad por la resistencia, es decir, $V = I \cdot R$, siendo V la caída de tensión.

Conexión de resistencia en serie y en paralelo.

Decimos que dos o más resistencias están en serie cuando por todas ellas pasa la misma intensidad de corriente y sólo hay un camino por el que puede circular la corriente.



Despejando lo NO común

$$V = V_a - V_b = IR_1; V_b - V_c = IR_2; V_c - V_d = IR_3.$$

Sumando miembro a miembro nos queda

RESISTENCIAS

$$Va - Vn = IR_1 + IR_2 + IR_3 \dots + IR_n = I(R_1 + R_2 + R_3 \dots + R_n)$$

$$\frac{Va - Vn}{I} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n = R \text{ total.}$$

La expresión final nos dice que la resistencia total entre dos puntos de un círculo donde todas las resistencias están en serie es la suma de todas ellas.

Paralelo.—Se dice que dos o más resistencias están en paralelo cuando todas ellas van conectadas a los mismos puntos, es decir, cuando todas están a la misma diferencia de potencial (fig. 1-2).

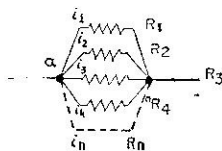


Fig. 1-2.

Despejando lo NO común

$$i_1 = \frac{Va - Vn}{R_1}; \quad i_2 = \frac{Va - Vn}{R_2}; \quad i_3 = \frac{Va - Vn}{R_3}; \quad i_4 = \frac{Va - Vn}{R_4};$$

$$i_n = \frac{Va - Vn}{R_n}.$$

Sumando miembro a miembro

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 + i_n = \frac{Va - Vn}{R_1} + \frac{Va - Vn}{R_2} + \frac{Va - Vn}{R_3} + \frac{Va - Vn}{R_4} \dots$$

$$\dots + \frac{Va - Vn}{R_n},$$

$$I = Va - Vn \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \dots + \frac{1}{R_n} \right),$$

de donde:

$$\frac{I}{Va - Vn} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \dots + \frac{1}{R_n} \right),$$

donde

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_n}}.$$

Esta expresión nos dice que la resistencia total entre dos puntos de un circuito, en el que hay varias resistencias en paralelo, es igual a la inversa de la suma de las inversas de las resistencias.

Si tenemos dos resistencias en paralelo, nos queda

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

es decir, que dos resistencias en paralelo tienen una resistencia total igual a su producto dividido por su suma.

Si son varias resistencias iguales en paralelo, tenemos que la resistencia total del conjunto es igual a la de una sola, dividida por el número de resistencias que haya.

$$R = \frac{1}{\frac{1}{Ra} + \frac{1}{Ra} + \frac{1}{Ra} + \frac{1}{Ra}} = \frac{Ra}{4}.$$

Divisores de tensión.

Sabemos que la caída en una resistencia es $V = I \cdot R$, luego si en un circuito tenemos varias resistencias, habrá diferentes caídas de tensión. Un dispositivo de este tipo es un divisor de tensión. Por ejemplo,

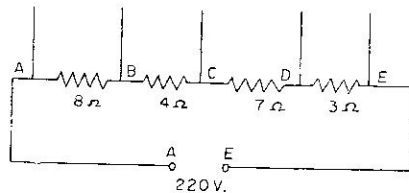


Fig. 1-3.

veamos la figura 1-3. Hemos puesto varias resistencias en serie. La R total es 22Ω , luego $I = 220/22 = 10$ A. Por tanto, la caída de tensión entre A y B será $V = 8 \cdot 10 = 80$ V; entre A y C será $V = 12 \cdot 10 = 120$ V; entre A y D, $V = 19 \cdot 10 = 190$ V; entre C y D tendremos $V = 7 \cdot 10 = 70$ V. Es decir, la tensión total la hemos dividido en varias.

Potencia disipada en un circuito de resistencias.

Recordando lo estudiado al hablar de potencial, tenemos $W = Q \cdot V$, siendo la Q la carga, y V , la diferencia de potencial. Como $Q = I \cdot t$, nos queda que $W = V \cdot I \cdot t$. La energía W viene expresada en ergios en el sistema c.g.s.si la intensidad la expresamos en u.e.s. por segundo y el potencial también en u.e.s. Si escribimos I en amperios y V en voltios, la energía viene en julios. El tiempo, siempre en segundos.

La potencia es la energía por segundo, es decir, $P = W/t$, luego $P = V \cdot I \cdot t/t = V \cdot I$, y teniendo en cuenta la ley de Ohm, podemos escribir las siguientes relaciones:

$$W = V \cdot I \cdot t = \frac{V^2}{R} \cdot t,$$

$$P = V \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{V^2}{R}.$$

Variación de la resistencia con la temperatura.
Coefficiente positivo y negativo.

La resistividad de un conductor se entiende a 0° C. Si la temperatura aumenta, incremento de t (Δt), tenemos según la experiencia $\rho_t = \rho_0 (1 + \alpha \Delta t)$, siendo α una constante llamada coeficiente de temperatura. Como R es directamente proporcional a ρ tenemos $R_t = R_0 (1 + \alpha \Delta t)$. Siendo R_t la resistencia final al aumentar la temperatura Δt , y R_0 , la resistencia inicial.

Ocurre que no todos los cuerpos aumentan su resistividad con la temperatura; a veces dicha resistividad disminuye al aumentar ésta.

Cuando la resistividad aumenta, el coeficiente α se dice que es positivo, y cuando la resistividad disminuye, el coeficiente es negativo.

CAPITULO II

INDUCTANCIA

Campo magnético creado por una corriente.

a) Si suponemos una carga eléctrica móvil, según la experiencia de Oersted, y que mostramos en la figura 2-1, vemos cómo una aguja imantada en las proximidades del conmutador se desvía cuando por éste circula la corriente. La aguja tiende a colocarse normal al conductor, es decir, en dirección al campo con su momento magnético m (SN) alineado con el campo B . Esta rotación está de acuerdo con la rotación del sacacorchos.

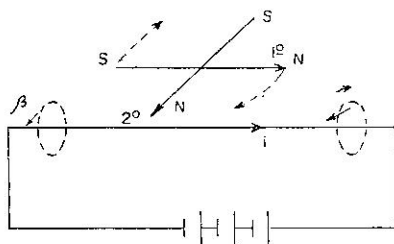


Fig. 2-1.

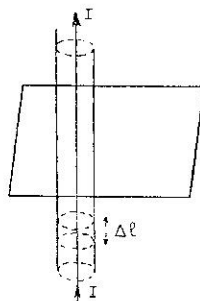


Fig. 2-2.

b) Si suponemos el campo creado por un elemento de corriente (fig. 2-2), tenemos que, según la segunda ley de Laplace, si en el interior de un conductor de sección S se mueven n partículas positivas por unidad de volumen y a la misma velocidad v , el número de partículas contenidas en un pequeño elemento de corriente de longitud Δl será $n \cdot s \cdot \Delta l$, y el valor del campo B creado por todas ellas será la suma de

INDUCTANCIA

las acciones individuales de cada carga, que viene expresada por la fórmula:

$$\Delta B = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{I \Delta l \sin \alpha}{r^2}.$$

c) *Campo creado por una corriente rectilínea.* Conociendo el campo creado por un elemento de corriente, podemos resolver esta cuestión sumando los infinitos elementos de corriente, o sea, integrando la expresión de la sección anterior, y tenemos que el campo para una corriente rectilínea es:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}.$$

d) *Campo producido por una espira cerrada.* Podemos deducir este campo por la suma de los Δl del arco que, en conjunto, forman la espira (fig. 2-3). Si esta espira tiene un radio R y está recorrida por una intensidad I , cada elemento produce en el centro un campo

$$\Delta B = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{I \Delta l \sin \alpha}{r^2},$$

y el campo total es la suma de todos ellos, que es perpendicular al plano de la espira y de una magnitud total:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2r}.$$

Si observamos en la figura 2-4 el giro de la corriente en una espira,

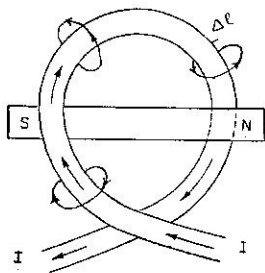


Fig. 2-3.

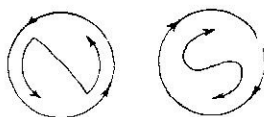


Fig. 2-4.

según por una u otra cara, vemos diferente sentido de la corriente. Por ejemplo, si comparamos con el movimiento de las manecillas de un

reloj, vemos que la corriente por una cara gira según dichas manecillas, y por la otra, en sentido contrario. La cara en que vemos girar la corriente contraria a las agujas del reloj se llama positiva y también *cara norte*. Cuando vemos moverse la corriente según las agujas del reloj, la cara se llama *negativa* o *sur*. En la figura vemos que en la cara norte se puede pintar la *N*, y en la sur, la *S*. Insistimos que el campo es en el centro la circunferencia espira.

Bobinas.

Se llama bobina a un conductor enrollado en forma de bobina. También se llama a veces solenoide. Una bobina puede considerarse como formada por *N* espiras. En radio se utilizan muchos tipos de bobina según su uso.

Flujo magnético de una bobina.

Según la pregunta anterior sobre el campo creado por una espira, y sobre lo dicho en bobinas, como el solenoide o bobina, tiene *N* espiras, el campo magnético será

$$B = \frac{\mu_0 IN}{l},$$

siendo *l* la longitud del solenoide.

Para saber cuál es el *N* o el *S* de un solenoide, se puede utilizar, entre otros, el método de la mano izquierda. Ponemos la mano sobre el solenoide, *la izquierda*, de manera que los dedos índice, corazón, anular y meñique indiquen el sentido de la corriente. El pulgar automáticamente señalará el NORTE. En los conductores rectilíneos ocurre lo contrario; si rodeamos al conductor con la mano, el pulgar señala el sentido de la corriente, y los otros dedos, el sentido del campo.

Concretándonos a la pregunta —flujo de una bobina— diremos que flujo, como su nombre indica, es el paso de algo; como nos referimos al flujo magnético, es el paso de líneas de fuerza por una superficie.

El paso de líneas de fuerza por una superficie dependerá, en primer lugar, del sitio en que coloquemos la superficie. Por ejemplo, si la colocamos en la figura 2-5, *b*, en *A* la cortarán más líneas que si la colocamos en *B*. Después dependerá de la magnitud de la superficie, según sea mayor o menor, y finalmente, dependerá de la forma en que la coloquemos con respecto al campo. La expresión del flujo, en general, viene dada por la fórmula:

$$\Phi = B \cdot S \cos \alpha.$$

INDUCTANCIA

Suele interesarnos concretamente el flujo que pasa por el interior de un solenoide, en cuyo caso tenemos:

1.º Como la sección del solenoide o bobina es siempre normal a las líneas de fuerza, el coseno valdrá 1 y el flujo será entonces el producto $B \cdot S$. Sección del solenoide $= \pi R^2$. Como

$$B = \frac{\mu_0 IN}{l} \quad \Phi = B \cdot S = \frac{\mu_0 INS}{l} = \frac{NI}{\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l}{S}},$$

es paso de líneas de fuerza y por analogía con la ley de Ohm al producto NI se llama fuerza magnetomotriz (amperios-vuelta), y al denominador, *reluctancia*; l , en metros; S , en m^2 . Si hay permeabilidad μ , las expresiones anteriores hay que multiplicarlas por μ . Si el núcleo es aire $\mu = 1$.

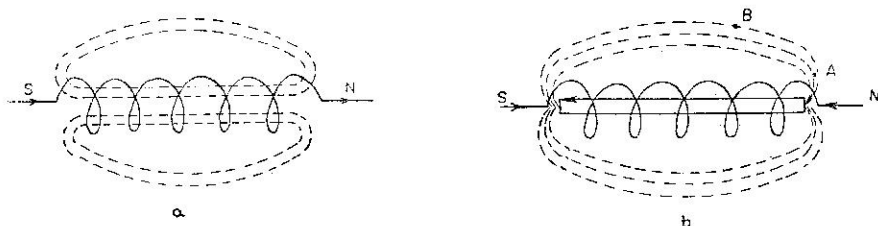


Fig. 2-5.

En la figura 2-5, *a*, que el interior de la bobina es aire, el flujo sale disperso o pasa disperso por el solenoide. En la *b*, en cambio, lleva una barra de permeabilidad mayor que 1. Lo normal es que sea varias o muchas veces mayor; las líneas de fuerza pasan mejor por dicha barra por ser mejor conductora que el aire, y el flujo pasa así, concentrado por el solenoide, por la barra de su interior.

Inductancia.

Sabemos que cuando circula una corriente por un circuito eléctrico se produce un campo magnético. En el caso de un solenoide hemos estudiado cómo el flujo corta a su vez al solenoide, luego si el campo es variable, crecerá en él una fuerza electromotriz. Es decir, el solenoide se induce a sí mismo, se *autoinduce*. La relación que liga el flujo con la intensidad que lo produce se llama *inductancia*. Por tanto, podemos definirla como la relación entre el flujo que crea una corriente y

esa misma corriente. También una inductancia es, sencillamente, una bobina por la que pasa una corriente variable.

La inductancia se representa por la letra L , luego

$$L = \frac{\Phi}{I} \text{ ó } \frac{\Delta\Phi}{\Delta I}. \quad (1)$$

La inductancia es una magnitud para medir las propiedades eléctricas de las bobinas. Si la corriente que llega a una bobina es alterna, como sucede en los circuitos radioeléctricos, el flujo variará y producirá una fuerza electromotriz y una corriente inducidas. La fuerza electromotriz inducida es la relación entre las variaciones de flujo con respecto al tiempo

$$e = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}. \quad (2)$$

Teniendo en cuenta las relaciones (1) y (2), nos queda:

$$e = -L \frac{I}{t}.$$

Exactamente y en un instante cualquiera, la fuerza electromotriz de autoinducción viene dada por la expresión

$$e = L \frac{dI}{dt}.$$

El signo negativo significa que esta tensión es opuesta a la aplicada al circuito.

Permeabilidad magnética.

Hemos dicho en preguntas anteriores que podemos aumentar el campo creado por una bobina o solenoide, bien aumentando la intensidad de la corriente o bien el número de vueltas. Esta manera de aumentar el flujo no nos sirve para concentrarlo en el interior del solenoide, por la que al salir dicho flujo disperso, parte se pierde.

Hay una manera de aumentar el campo sin que se disperse, y esto consiste en colocar en el interior del solenoide una barra de hierro. Ello es debido a que el hierro ofrece menos reluctancia (resistencia) al paso de las líneas de fuerza que el aire. Esta propiedad de la materia de dejar pasar con mayor o menor facilidad las líneas de fuerza en un campo magnético se llama *permeabilidad magnética*.

Curvas de magnetización. Bobinas con núcleo magnético.

Sabemos que si introducimos una barra de hierro en un solenoide aumenta la intensidad del campo electromagnético creado. Tal es el caso de esta pregunta. Ya hemos dicho que el solenoide es una bobina; por tanto, la inductancia de la bobina quedará influenciada por la presencia del núcleo, ya que hace variar el flujo y con ello las características de la bobina.

Al someterse el hierro a variaciones de imantación, se desarrollan en su interior fuerzas que tienden a oponerse a estas variaciones y, por consiguiente, para producirlas, es preciso gastar una energía que aparece en forma de calor en la barra de hierro. A este fenómeno se le llama histéresis. Estas variaciones en la magnetización quedan representadas y estudiadas por las curvas de la figura 2-6.

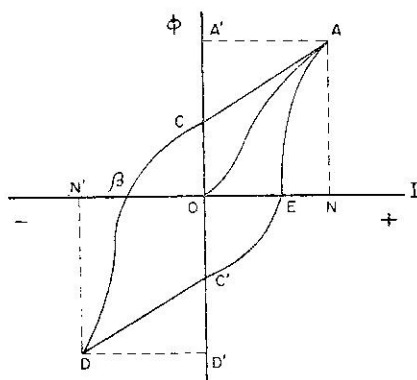


Fig. 2-6.

Supongamos que tomamos una corriente continua, de la que podemos variar su intensidad y que recorre un solenoide que tiene en su interior una barra de hierro.

Al aumentar el valor de la corriente aumenta el valor del flujo, según OA . Si al llegar a un cierto valor de la corriente N , hacemos que ésta vuelva a valer cero, observamos que la curva que obtenemos entre los diferentes valores de la intensidad y el flujo no coincide con la OA , sino que la curva es AB , pudiendo notar que, cuando la corriente ha llegado a cero (0), el flujo tiene un valor CO . A este valor se le llama *magnetismo remanente*. Si ahora cambiamos el sentido de la corriente (si antes era positiva, ahora es negativa), vemos que la imantación o flujo no se anula hasta que ha adquirido cierto valor. A partir de ahora, al aumentar la corriente, el flujo sigue aumentando, aunque en sentido

contrario a lo que ocurriría al principio, cuando la corriente era positiva. Así, en la figura, al aumentar la corriente hacia menos N' , el flujo ha aumentado hasta D' y estamos en el punto D de la curva. Si volvemos a disminuir el valor de la intensidad hasta cero, observamos que cuando ésta llega a cero, el flujo todavía tiene un valor en la figura C' . La figura o curva $ABDE$ se llama lazo o bucle de histéresis.

Son muchos los materiales magnéticos que se utilizan en radio, entre otros, el hierro y el silicio, así como materiales que combinan con ambos. También hay aleaciones de hierro y níquel que, tratadas adecuadamente, poseen una permeabilidad muy elevada.

Bobinas con núcleo de aire.

La inductancia de una bobina, en relación con sus condiciones geométricas viene dada por la expresión $L = Fn^2d$. Siendo n el número de vueltas; d , el diámetro de la bobina medido entre los ejes del conductor; F , una constante que depende de la relación entre la longitud de la bobina y su diámetro. F es bastante compleja de hallar, pero, una vez calculada, se hace una tabla o un gráfico que representa dicha relación.

Como sabemos por lo estudiado antes, L aumenta si lo hace el flujo; por ello, si no nos interesa mucho el valor de L quitamos el núcleo, y en su lugar tenemos, naturalmente, aire.

Choches de radiofrecuencia.

Veremos, al tratar del paso de una corriente por una bobina, que el valor que dicha bobina opone al paso de la corriente alterna es $L\omega$ ó $L \cdot 2\pi f$, siendo f la frecuencia con que varía la corriente. Por tanto, en radiofrecuencia, donde f vale varios millones de ciclos por segundo, el valor que se opone al paso de dicha frecuencia es enorme, y, por eso, la bobina impide el paso de la corriente. (Por esto se llama choque.) Así, pues, un choque de radiofrecuencia es una bobina, una inductancia que no deja pasar la corriente de radiofrecuencia.

Imanes permanentes.

Si colocamos ciertas sustancias dentro de un campo magnético, puede ocurrir uno de estos fenómenos (para que los fenómenos sean más sensibles, supondremos un campo magnético muy intenso, y, en cambio, la sustancia que colocamos en dicho campo, muy pequeña y suspendida de un hilo muy fino):

Si la sustancia es atraída hacia la región donde el campo magné-

INDUCTANCIA

tico es más intenso, se llama *ferromagnética*. Una sustancia ferromagnética es el hierro.

Si la sustancia es afectada débilmente, entonces se llama *paramagnética* o *diamagnética*.

Si es afectada débilmente hacia la parte del campo menos intensa, se llama *diamagnética*, y si es afectada débilmente hacia la parte más intensa, se llama *paramagnética*.

Según lo estudiado en el capítulo anterior, si colocamos una sustancia *ferromagnética* en el interior de un solenoide y hacemos pasar por él una corriente, esta sustancia recibe una imanación, e incluso cuando la corriente sea cero, conserva cierta imanación. Por tanto, podemos obtener de esta forma un imán permanente. Observando la figura del ciclo de histéresis, vemos que la permanencia será tanto más fuerte cuanto más ancho sea el ciclo o lazo en el eje de la intensidad. Por ejemplo, en la figura 2-7, *a*, el ciclo es ancho, veremos que si queremos reducir la imanación permanente tendremos que dar una fuerte corriente negativa, mientras que en la figura 2-7, *b*, haría falta muy poca corriente para quitar la imanación remanente.

En la figura 2-7, *a*, obtendremos un imán permanente, ya que sería difícil destruir su imanación por campos magnéticos accidentales. En cambio, en la 2-7, *b*, sería fácil destruir la imanación. Esto es de gran importancia, ya que a veces nos interesa que desaparezca rápidamente la imanación, mientras que en otros casos deseamos que continúe.

Inductancia mutua. Coeficiente de acoplamiento.

Cuando se colocan dos bobinas, como en las de la figura 2-8, por ejemplo, de manera que las líneas de flujo producidas por la corriente

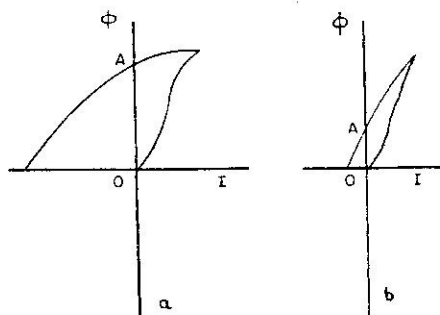


Fig. 2-7.

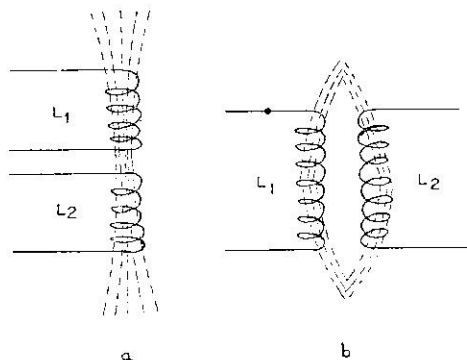


Fig. 2-8.

de una de ellas corten a la otra, se dice que las dos bobinas están acopladas inductiva o electromagnéticamente. El efecto que produce dicho acoplamiento se expresa por una magnitud llamada *inducción mutua* o *inductancia mutua* y que se define por la relación:

$$M = \frac{\Phi \text{ producido por } I_{1a}}{I_{1a}} = \frac{\Phi \text{ 2.ª producido por } I_{2a}}{I_{2a}}.$$

M es una inductancia y, por ello, su analogía con $L = \frac{\Phi}{I}$.

Ambas fórmulas, que dan el valor de M , son idénticas. La inductancia mutua la representamos por la letra M . Hay que tener en cuenta al sumar los flujos producidos por ambas bobinas, el sentido de las líneas de fuerza de esos flujos, o sea, el sentido de campo de cada bobina puede ser del mismo sentido o de sentidos opuestos. Por ello, M puede ser positiva o negativa. Para calcular M entre dos bobinas se han desarrollado varias formas, según la configuración de las bobinas.

Si tenemos dos bobinas en serie de inductancias, L_1 y L_2 , y están lo suficientemente próximas para que haya inducción mutua, la inductancia viene expresada por $L_1 + L_2 \pm 2M$. El signo más menos significa que el flujo de las bobinas crea un campo con el mismo o diferente sentido. Por tanto, la inductancia total puede ser mayor que la de las dos bobinas, o menor, según el sentido del campo en ellas. De esta manera podemos medir la inductancia mutua entre las dos bobinas. Las conectamos primero en serie y medimos la inductancia de la combinación. Después invertimos una serie de las bobinas y hacemos la medida del conjunto. La diferencia entre las dos medidas será $4M$. Luego M será la cuarta parte.

Se llama *coeficiente de acoplamiento* a la magnitud que nos mide el grado de acoplamiento entre las bobinas. Lo representaremos por la letra K , y su valor con respecto a dos bobinas viene dado por la expresión

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Tanto la inductancia mutua M como el coeficiente de acoplamiento k se estudiarán con más detalle y se comprenderán entonces mejor, cuando se estudie el capítulo de circuitos acoplados.

Efecto peculiar y de proximidad. Resistencia efectiva de un conductor a las radiofrecuencias.

La resistencia efectiva que ofrecen los conductores al paso de las corrientes de radiofrecuencia es mucho mayor que la resistencia óhmica que opondrían al paso de la corriente continua por dichos conductores. Este fenómeno se conoce como *efecto peculiar*, según el cual la corriente se concentra en ciertas partes del conductor, con lo cual el resto de la sección del conductor *no contribuye* al paso de la corriente. Si la corriente circula por un conductor de sección circular, el flujo magnético resultante tiene forma de círculos concéntricos al conductor, pero con la particularidad de que es más intenso el campo que corta al conductor en su eje, que el campo lo soporta en la superficie, y, por tanto, la inductancia es mayor en el centro o eje del conductor que en la superficie. Sabemos que $L = \Phi/I$ y que la reactancia $X_L = L \cdot \omega$; por tanto, si se eleva la frecuencia, la reactancia del conductor en su eje se hace más intensa, de manera que deja pasar peor la corriente, e incluso si la frecuencia es muy elevada, la corriente no pasa por el eje, sino que lo hace solamente por la superficie, donde la reactancia es mucho menor.

Pérdidas de energía de una bobina. «Q» de una bobina.

En la pregunta anterior hemos hablado de los efectos de proximidad. La proximidad también tiene otros inconvenientes, como es la capacidad distribuida entre sus espiras. Capacidad que aumenta si, además, damos varias capas a una bobina, como se muestra en la figura. Ya sabemos que siempre que tengamos conductores a diferente potencial y separados por un dieléctrico tenemos un condensador. También sabemos que las capacidades almacenan energía electrostática; por tanto, esto redundará en pérdidas de la bobina. Estos efectos se atenúan teniendo un devanado flojo (mayor espesor del dieléctrico, menos capacidad. (La capacidad distribuida en una bobina también perjudica si dicha bobina forma parte de un circuito oscilante, pues como la frecuencia depende de la capacidad y de la autoinducción, si varía una de estas magnitudes, la frecuencia también variará. De la expresión de la frecuencia $1/2\pi \sqrt{LC}$, se desprende que este efecto es más perjudicial a medida que la frecuencia va siendo más elevada. En general, podemos decir que las causas por las que pierde energía una bobina son: el efecto peculiar del conductor, el efecto de proximidad, las pérdidas electrostáticas en la capacidad distribuida y por objetos metálicos en sus proximidades.

INDUCTANCIAS EN SERIE Y EN PARALELO

Para tener una referencia de la calidad de la bobina suponemos que en serie con ella hay una resistencia, en la cual se pierde una energía equivalente a las pérdidas totales en la bobina, y expresamos las

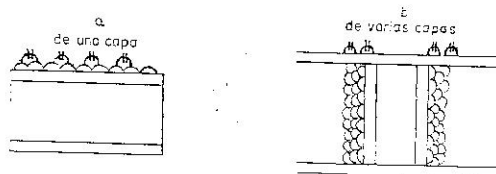


Fig. 2-9.

pérdidas de la bobina en función de la relación de su reactancia a su resistencia, la que suponemos en serie, y en la que están todas las pérdidas de la bobina. Es decir, la calidad de la bobina es igual a

$$\frac{\text{reactancia}}{\text{resistencia}}.$$

La calidad de una bobina se expresa por el símbolo Q , luego

$$Q = \frac{L\omega}{R}. \quad (1)$$

Esta expresión tiene la siguiente ventaja, que se desprende de lo expuesto en líneas anteriores: a medida que aumenta la frecuencia crece el numerador del segundo miembro de (1), pero, como hemos estudiado antes, también aumentarán las pérdidas con la frecuencia, luego aumenta el denominador R ; por tanto, el Q sufre poca alteración.

Inductancias en serie y en paralelo.

Las inductancias en serie se suman, es decir, la inductancia total de varias bobinas en serie es la suma de las inductancias de todas ellas. Se hace como si fueran resistencias. Si hay inducción mutua entre las bobinas, tenemos, si son dos: $L = L_1 + L_2 \pm 2M$. Si fueran tres, tendremos que tener en cuenta la inducción entre la primera y la segunda,

INDUCTANCIA

la primera y la tercera, la segunda y la tercera, y la inductancia total será

$$L = L_1 + L_2 + L_3 \pm 2 (M_{12} + M_{13} + M_{23}).$$

Si tenemos dos bobinas en paralelo y entre ellas no hay inducción mutua, operamos como si fueran resistencias, es decir,

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}.$$

Si hay inducción mutua,

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \pm 2M}.$$

CAPITULO III

CAPACIDAD

Noción de capacidad

Si tenemos un conductor como el de la figura 3-1 y lo colocamos entre una diferencia de potencial $V_m - V_n$, los electrones libres del conductor se moverán hacia el lugar más positivo; en la figura, hacia M . En el interior del conductor ocurre lo contrario que en el exterior a él, es decir, la parte M queda negativamente, y la parte N , positiva.

Ahora bien, ¿qué ocurrirá si suprimimos la diferencia de potencial aplicada, o sea, el campo E_x (exterior)? La respuesta es sencilla: como las cargas de distinto nombre se atraen, los electrones (cargas negativas) irán hacia las positivas y todo quedará como estaba al principio. Este fenómeno nos dice que los conductores no se alteran si están en un campo eléctrico y suprimimos éste. A estos conductores se les llama metálicos. Hay conductores que se alteran y se llaman electrólitos.

Supongamos ahora dos placas conductoras M y N , ambas separadas por un dieléctrico. Al no poder moverse las cargas negativas hacia M y quedar las positivas en N , lo que hacen es orientarse, como se indica en la figura 3-2. ¿Qué ocurrirá ahora si quitamos la diferencia de po-

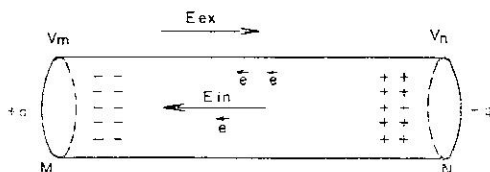


Fig. 3-1.

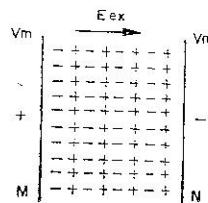


Fig. 3-2.

tencial aplicada? No puede ocurrir nada, ya que las cargas eléctricas negativas quedan neutralizadas por las positivas, que están junto a ellas. Además, tiene que ser así, ya que los dieléctricos no permiten el paso de las cargas en su seno. De esta manera, al quitar el potencial exterior, la placa M ha quedado cargada negativamente, y la placa N , positivamente; es decir, entre las placas hay ahora un potencial $V_n - V_m$.

De esta forma, un cuerpo que estaba sin cargar (neutro) ha quedado cargado, se ha desequilibrado; en M hay más cargas negativas, y en N , más positivas. La posibilidad que un cuerpo tiene de adquirir cargas se llama *capacidad*, cuya magnitud se puede definir como la relación entre las cargas adquiridas y la diferencia de potencial aplicada para la adquisición de dichas cargas, expresión que se escribe así:

$$C = \frac{Q}{V}.$$

También puede definirse la capacidad del siguiente modo: si a un cuerpo le aplicamos una potencia V , adquiere una carga Q ; si le aplicamos un potencial V' , adquiere una carga Q' , etc.

Las relaciones entre la carga y la tensión son:

$$\frac{Q}{V}; \frac{Q'}{V'}; \frac{Q''}{V''}; \dots \frac{Q_n}{V_n}.$$

Si hacemos estas relaciones, vemos que son iguales, y podemos escribir:

$$\frac{Q}{V} = \frac{Q'}{V'} = \frac{Q''}{V''} = \dots \frac{Q_n}{V_n} = \dots C^e = C.$$

Luego la capacidad es la relación constante entre la carga que tiene un cuerpo y la tensión que le hemos aplicado.

Condensadores.

Es difícil dar una definición del condensador, ya que tiene muchos usos diferentes, y si bien el condensador en esencia es lo mismo, los fenómenos a que da lugar en los diferentes circuitos son completamente ajenos unos de otros. Lo común en todos los casos es lo siguiente: un condensador está destinado a aumentar la capacidad eléctrica de un conductor y, con ello, almacenar energía electromagnética para po-

der darla después. Sencillamente, es un acumulador de energía electrostática que está constituido por dos placas metálicas separadas por un dieléctrico y que, según sus funciones, presenta diferentes formas.

Las placas metálicas se llaman *armaduras*. Para cargarlo, basta con aplicar a sus armaduras una diferencia de potencial. La carga que adquiere está dada por la expresión $Q = C \cdot V$. Para descargarlo basta unir sus armaduras por un conductor. Debido a la proximidad de éstas, el condensador puede dar grandes corrientes de descarga. Naturalmente, la corriente será inversa a la R del conductor.

La capacidad de un condensador no sólo podemos calcularla según la expresión anterior, sino también por sus características físicas, como son la mayor o menor superficie de las placas, el tipo de dieléctrico, etcétera.

El potencial en la superficie de una esfera, y supuesta la carga en el centro, viene dado por la relación $V = Q/R$ en el sistema c.g.s. Esta expresión es similar a $V = Q/C$; luego tenemos que el R (radio de la esfera) es igual a la capacidad de dicha esfera, medidos ambos en cm. El faradio es la unidad de capacidad $= 9 \cdot 10^{11}$ cm u.e.s. $= 10^6$ microfaradios $= 10^{12}$ picofaradios, de donde un picofaradio $= 0,9$ cm.

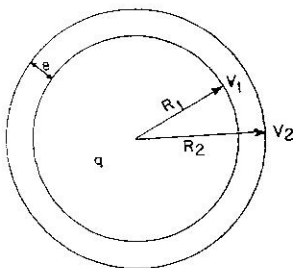


Fig. 3-3.

Si suponemos un condensador esférico, como el de la figura 3-3, formado por dos esferas concéntricas de radios R_1 y R_2 , podemos escribir en el sistema c.g.s.:

$$C = \frac{Q}{V_1 - V_2} = \frac{Q}{\frac{Q}{R_1} - \frac{Q}{R_2}} = \frac{Q}{\frac{QR_2 - QR_1}{R_2 \cdot R_1}} = \frac{R_2 R_1}{R_2 - R_1}. \quad (1)$$

Si llamamos espesor e a la diferencia de $R_2 - R_1$ y es muy pequeño, tomando el radio medio tenemos que (1) queda en:

CAPACIDAD

$$C = \frac{R^2}{e}$$

y multiplicando numerador y denominador por 4π , tenemos:

$$C = \frac{4\pi R^2}{4\pi e},$$

y como $4\pi R^2 = S$, superficie de la esfera, tenemos finalmente que:

$$C = \frac{k \cdot S}{4\pi e},$$

siendo k una constante que depende del tipo de dieléctrico.

Si utilizamos esta fórmula para el cálculo:

S , en cm^2 ;

e , en cm ;

C , en u.e.s. o centímetros;

k lo que nos dé el enunciado:

$$k = \frac{1}{4\pi 9 \cdot 10^9}$$

En el sistema M.K.S.:

$$C = \frac{k \cdot S}{e}.$$

S , en m^2 ;

e , en m , y

C , en faradios.

Influencia del dieléctrico.

Por la expresión matemática que indica la capacidad de un condensador y por el fenómeno eléctrico que tiene lugar en el mismo, queda aclarada la importancia del dieléctrico.

Cuanto más delgado sea, más capacidad tiene el condensador, y lo mismo cuanto mayor sea su k , mayor será también la capacidad.

Respecto a los fenómenos físicos, también resulta sencilla su comprensión. Nos interesa que las placas queden lo más juntas posible, para que sea mayor la descarga, y, a la vez, que queden lo más aisladas posible. Por ello, el dieléctrico que más se acerque a estas condiciones es el más perfecto. El aire es un dieléctrico de constante 1.

La energía que almacena un condensador es $W = 1/2 C \cdot V^2$. Esta energía queda principalmente almacenada en el dieléctrico. Esto se puede probar experimentalmente desmontando un condensador cargado y

uniendo sus armaduras, con lo que sus potenciales se igualarán. Si ahora lo montamos de nuevo y unimos sus placas por un conductor, saltará una chispa, prácticamente igual a la que hubiera saltado si hubiéramos hecho esto antes de desmontarlo. Lo que prueba que la energía estaba almacenada en el dieléctrico. El fenómeno físico se verá más claro repasando la primera parte de este capítulo.

Constante dieléctrica.

En electricidad, y al hablar de la ley de Coulomb, se observa que los fenómenos electrostáticos dependen, en parte, del medio donde tienen lugar. La magnitud de influencia del medio se llama constante dieléctrica. Entre las armaduras de un condensador hay cargas de diferente signo. Entre dichas armaduras existen acciones eléctricas que tienen lugar a través del dieléctrico, el cual tendrá a su vez una constante. Al hablar de la capacidad de un condensador ya dijimos que dependía de una constante llamada *constante dieléctrica*. Algunos libros le llaman *poder específico dieléctrico*.

Rigidez dieléctrica.

Entre dos conductores cargados a una diferencia de potencial, como ocurre en el caso de las armaduras de un condensador, o como en un simple enchufe casero, el aislamiento del dieléctrico es limitado; es decir, aunque es buen aislante para unos cuantos voltios, ocurre que, si aumentamos la diferencia de potencial, llega un momento en que deja de ser aislante y salta una descarga eléctrica. Si fuese un condensador, saltaría entre las armaduras de cargas diferentes. La magnitud que mide el comportamiento de los dieléctricos o aislantes se llama *rigidez dieléctrica* y se mide en kilovoltios por cm. Cada dieléctrico o aislante tendrá, por tanto, su rigidez dieléctrica característica.

Pérdidas de un condensador. Su representación.

Sabemos que un condensador almacena energía al cargarse y la da en la descarga. El condensador ideal sería el que diera en la descarga toda la energía que ha recibido en la carga. Esto, en la realidad, no es así: el condensador pierde parte de la energía recibida. Las pérdidas de energía se producen en el dieléctrico, y en frecuencias muy elevadas, también en los conductores que unen las placas. Estas pérdidas son debidas al efecto pelicular.

CAPACIDAD

Para tener una idea de la calidad o mérito de un condensador la expresamos según la magnitud llamada *factor de potencia*. El factor de potencia indica las pérdidas que tiene un condensador. Si las pérdidas son sólo en el dieléctrico, el factor de potencia del condensador coincide con el del dieléctrico y es, por tanto, independiente de la capacidad del condensador. El factor de potencia tiende a hacerse mayor cuando aumenta la temperatura, la humedad, etc.

La magnitud recíproca del factor de potencia se llama Q del condensador y tiene un significado similar al estudiado en la bobina.

El Q de un condensador es la relación entre su reactancia y la resistencia R que habría que poner en serie, supuesto que todas las pérdidas tuvieran lugar en la resistencia. También puede considerarse la R en paralelo.

R_s , serie, y R_p , paralelo.

$$Q = \frac{X_c}{R} = \frac{1}{C \cdot W \cdot R_s} \text{ factor de } p = \frac{1}{Q},$$

de donde

$$R_s = \frac{f \cdot d \cdot p}{C \cdot W}$$

$$R_p = \frac{1}{f \cdot d \cdot p \cdot C \cdot W}$$

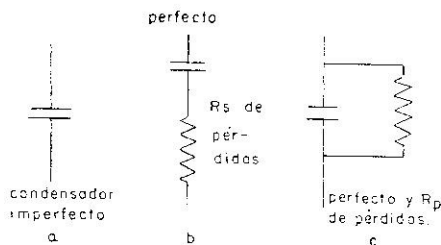


Fig. 3-4.

Capacidad distribuida en una bobina.

Sabemos que dos placas metálicas, aisladas y a diferente potencial, forman un condensador. Al hacer una bobina tenemos entre sus espiras pequeños condensadores distribuidos. Si en la bobina tenemos, ade-

más, varias capas, cada dos de ellas forman también un condensador, etcétera. Como sabemos, las capacidades almacenan energía electrostática, y, por tanto, esto redundará en pérdidas de la bobina. Estos efectos se atenúan haciendo un devanado flojo. Por otra parte, la capacidad distribuida en una bobina también perjudica a ésta si forma parte de un circuito oscilante, pues, como sabemos, la frecuencia depende de la capacidad y de la autoinducción, según la expresión

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

De dicha fórmula se desprende que el efecto es mucho más perjudicial en las frecuencias elevadas, donde L y C son de muy poco valor. Luego el valor relativo de la capacidad distribuida tiene más importancia en las frecuencias altas.

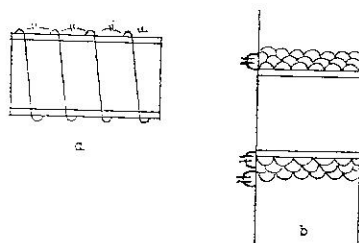


Fig. 3-5.

Los condensadores también tienen pérdidas por efectos electromagnéticos, pues al cargarse y descargarse varían el campo electrostático, y esto equivale a una inductancia que, aunque de muy poco valor, hay que tener en cuenta en frecuencias muy elevadas, por las mismas razones que hemos expuesto al hablar de la capacidad distribuida en las bobinas.

Conexión de condensadores en serie y en paralelo.

Se dice que dos o más condensadores están en serie cuando la armadura positiva de uno de ellos se une a la negativa del siguiente. (Ver la figura 3-6.)

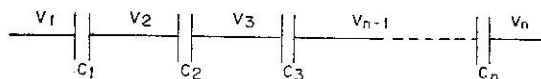


Fig. 3-6.

CAPACIDAD

Por estar en serie, todos tienen la misma carga q . Despejando lo NO común, que es V , tenemos:

$$V_1 - V_2 = \frac{q}{C_1}; \quad V_2 - V_3 = \frac{q}{C_2}; \quad V_3 - V_{n+1} = \frac{q}{C_3}; \quad V_{n+1} - V_n = \frac{q}{C_n}.$$

Sumando miembro a miembro estas igualdades, nos queda:

$$V_1 - V_n = \frac{q}{C_1} + \frac{q}{C_2} + \frac{q}{C_3} + \dots + \frac{q}{C_n} = q \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n} \right),$$

pasando q al primer miembro:

$$\frac{V_1 - V_n}{q} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_{n+1}} + \dots + \frac{1}{C_n},$$

y como

$$\frac{V_1 - V_n}{q}$$

es la inversa de C , tenemos que:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{n+1}} + \dots + \frac{1}{C_n},$$

de donde:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{n+1}} + \dots + \frac{1}{C_n}},$$

expresión que nos dice que la capacidad total de varios condensadores en serie es igual a la inversa de la suma de las inversas de las capacidades de cada condensador.

Si los condensadores fueran dos, nos queda:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_2 + C_1};$$

esta expresión demuestra que la capacidad de dos condensadores en serie es igual al producto de sus capacidades, dividido por su suma.

Si tuviéramos varios condensadores iguales puestos en serie, y su-

puesta C_x la capacidad de cada uno y n el número de ellos, la capacidad total será:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_x}} = \frac{C_x}{n},$$

expresión que nos dice que la capacidad total de varios condensadores iguales en serie es la de uno, dividida por el número de ellos.

Conexión en paralelo o derivación.

Se dice que dos o más condensadores están conectados en paralelo o derivación, cuando todas las armaduras positivas se unen a un punto, y las negativas, a otro. Es decir, la diferencia de potencial es común a todos los condensadores (fig. 3-7).

Sumando miembro a miembro estas igualdades nos queda:

$$q_1 = C_1 (V_1 - V_2)$$

$$q_2 = C_2 (V_1 - V_2)$$

$$q_3 = C_3 (V_1 - V_2)$$

$$\dots\dots\dots$$

$$\dots\dots\dots$$

$$q_n = C_n (V_1 - V_2)$$

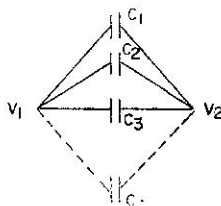


Fig. 3-7.

$$q_1 + q_2 + q_3 + \dots + q_n = (V_1 - V_2) \cdot (C_1 + C_2 + C_3 + \dots C_n)$$

Q será la suma de todas las cargas, y queda:

$$Q = V_1 - V_2 (C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n),$$

$$\frac{Q}{V_1 - V_2} = C_1 + C_2 + C_3 + C_n = C,$$

expresión que nos dice que la capacidad total de varios condensadores en paralelo es la suma de las capacidades de cada uno de ellos. Siempre entre dos puntos cualquiera de un circuito, la carga total es igual al producto de la capacidad total entre esos dos puntos, por la diferencia de potencial entre ellos $Q = C \cdot V$.

Nota.—Los condensadores también pueden conectarse en mixto, asociación que consiste en poner varias series en paralelo. La capacidad total se halla haciendo primero la de cada serie, luego se suman las capacidades de las series, y ésta será la capacidad total (fig. 3-8).



Fig. 3-8.

Hay otro tipo de asociación que se llama *tándem*, que, más que asociación, consiste en poner varias placas fijas a un punto, y otras móviles, a otro, con lo que podemos variar las placas móviles, y según entren, más o menos, las móviles en las fijas, tendremos más o menos capacidad. (Ver condensadores variables de sintonía de un receptor.) Hay que tener en cuenta que hay un condensador menos que placas.

Protección contra los campos magnéticos y electrostáticos.

Pantallas.

Siempre que circula corriente por una bobina se crea un campo electromagnético. Si cerca de la bobina tenemos objetos, el campo electromagnético de dicha bobina influirá en ellos. Lo mismo ocurrirá si tenemos un condensador cargado: en sus cargas y descargas creará campos electrostáticos que afectarán a los objetos próximos. Objetos metálicos, naturalmente. Otras veces son bobinas entre sí las que pueden afectarse, etc.

En algunos casos esto no tiene importancia; en cambio, en otros sí que la tiene, y grande, ya que modifica las características de los circuitos que sufren sus efectos. Cuando queremos aislar un circuito de los campos exteriores a él, lo apantallamos. Este apantallamiento consiste en rodear el circuito con un metal buen conductor, es decir, de poca resistividad, como pueden ser el cobre y el aluminio. Para que este blindaje resulte efectivo, el conductor que nos sirve de blindaje (pantalla) deberá tener un espesor mayor que la penetración por efecto pelicular. Deberá ser varias veces mayor.

Hay que tener en cuenta, al hacer un blindaje que éste no afecte al buen funcionamiento del circuito que deseamos aislar de campos extraños. Por ello hay que dejar un espacio entre el circuito y el blindaje, para que no sea afectado el campo del mismo circuito, sino sólo los extraños a él.

En la figura 3-9 vemos cómo afecta el blindaje al propio circuito que deseamos aislar de perturbaciones exteriores. Por ello, repetimos, la distancia del blindaje al circuito deberá ser tal que no le afecte esencialmente.

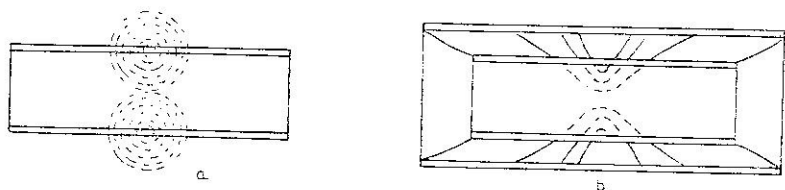


Fig. 3-9.

El blindaje también afecta a la capacidad entre las espiras de una bobina, aumentándola.

El blindaje, a veces, se hace en un circuito para que éste no influya en los que tiene próximos. Otras, más frecuentes, lo hacemos en un circuito para que no sea afectado por campos extraños a él.

A veces son convenientes ambas cosas.

Finalmente, diremos que hay que tener en cuenta que las pruebas de los circuitos, así como su funcionamiento, deberán hacerse con los blindajes puestos.

CAPITULO IV

IMPEDANCIA

Se llama impedancia a la magnitud que impide el paso de la corriente alterna. Esta magnitud dependerá de la resistencia óhmica del circuito, de la inductancia y de la capacidad.

Antes de entrar a contestar las preguntas de este capítulo diremos algo sobre corriente alterna que, aunque es muy fácil, conviene no olvidar. Si tenemos una tensión alterna, como mostramos en la figura 4-1,

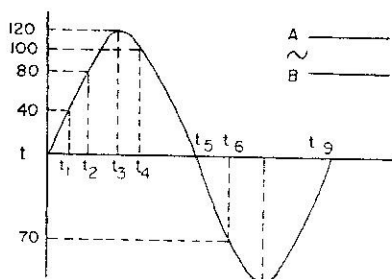


Fig. 4-1.

diremos a los principiantes que por los hilos conductores no va precisamente una onda así. Simplemente es un gráfico que no señala de una manera perfecta lo que ocurre en los conductores. Supongamos que nos dicen que apliquemos, por ejemplo, a una plancha eléctrica una tensión alterna de 120 V. ¿Qué quiere decir esto? Lo explicaremos con la figura.

En principio, podemos decir que significa que la diferencia de potencial no es siempre la misma, sino que varía en cada instante. Así, en el tiempo t , la diferencia de potencial entre los dos conductores es cero. En el tiempo t_1 habrá una diferencia de potencial, aproximadamente, de

REACTANCIA INDUCTIVA. RELACIÓN DE FASE ENTRE TENSIÓN Y CORRIENTE

40 V. En el tiempo t_2 , la diferencia de potencial ha aumentado a unos 80 V. A medida que pasa el tiempo, la diferencia de potencial entre los conductores aumenta hasta llegar a t_3 , donde tenemos el valor máximo de 120 V. Al pasar el tiempo de t_3 , la diferencia de potencial entre los dos conductores empieza a disminuir hasta, por ejemplo t_4 , donde tendríamos 100 V. Va pasando el tiempo y dicha diferencia de potencial va disminuyendo hasta llegar al tiempo t_5 , que se hace cero. A partir de t_5 vuelve a aumentar la diferencia de potencial hasta, por ejemplo, en t_6 , unos 70 V. Sin embargo, ocurre ahora que dibujamos las tensiones por debajo del eje t , y esto quiere decir que, a pesar de volver a tener los conductores las diferencias de potencial anteriores, ha cambiado la polaridad de los conductores. O sea, que si llamamos a los conductores de plancha uno A y otro B , tenemos que si de t a t_5 es positivo el A y negativo el B , de t_5 a t_9 ocurre lo contrario; es decir, el B es más positivo que el A , y, por tanto, el A es negativo. Por ello, la figura nos dice que si representamos la tensión en un solo hilo, ese hilo es positivo medio ciclo y negativo otro medio. Esto significa, a su vez, que los electrones de t a t_5 van del B al A , y el otro medio ciclo, de t_5 a t_9 van del A al B .

Reactancia inductiva. Relación de fase entre tensión y corriente.

Si a un circuito en el que tenemos una reactancia le aplicamos una diferencia de potencial alterna y sinusoidal (*desde ahora, cuando digamos alterna, también queremos decir sinusoidal*), tendremos que, por ser una corriente variable la que circula por la inductancia, creará un flujo variable y, con ello, una fuerza electromotriz de autoinducción.

Como vemos en la figura 4-2, *b*, el primer cuarto de período $T/4$, la f.e.m. de autoinducción o fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m.) y la co-

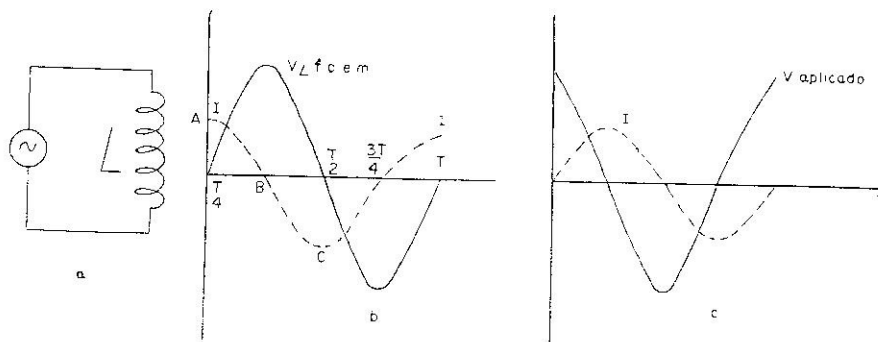


Fig. 4-2.

IMPEDANCIA

rriente, tienen un desfase de 90° , ya que en A la corriente pasa por un máximo donde no hay variación de flujo, por no haberlo de corriente, luego no hay f.e.m. de autoinducción, o sea, es cero. De A a B la corriente va decreciendo, pero cada vez hay más variación, luego la f.e.m. de autoinducción irá aumentando. En B precisamente es donde más variación de flujo hay, pues hasta cambia el sentido; luego es mayor la fuerza electromotriz de autoinducción. A partir de B va decreciendo la *variación* de corriente, y con ella la de flujo, hasta ser nula en C , y con ello la f.e.m. de autoinducción es cero. Efectivamente, vemos que este razonamiento está de acuerdo con la ley de Lenz, es decir, la f.e.m. de autoinducción se opone a la tensión aplicada.

Estudiando el semiciclo de A a C , el flujo varía según $\Phi = L \cdot i$ de $L \cdot I_{\max}$ a $-L \cdot I_{\min}$, es decir, $\Delta\Phi$ es $LI_{\max} - (-LI_{\min}) = 2LI_{\max}$.

El tiempo que dura esta variación es $T/2$, luego según

$$e = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{2LI_{\max}}{\frac{T}{2}} = \frac{4LI_{\max}}{T}$$

que es el valor de f.e.m. de autoinducción media, y como el valor medio en una senoide es de $2/\pi$ del máximo, tenemos

$$\text{f.e.m. máx} = \frac{4LI_{\max}}{T} \cdot \frac{\pi}{2} = 2\pi fLI_{\max} = L \cdot \omega \cdot I_{\max}.$$

$$E_{\max} = L \cdot \omega \cdot I_{\max} \quad E_{\text{ef}} = L \cdot \omega \cdot I_{\text{ef}} \quad I = \frac{E}{L\omega}. \quad (1)$$

El denominador de (1) se llama *reactancia inductiva* y se mide en ohmios. Lo representaremos por X_L , y queda $X_L = L \cdot \omega$.

Hay que tener presente que, según la conclusión del fenómeno que tiene lugar, diremos que la *fuerza electromotriz de autoinducción está retrasada 90° con respecto a la intensidad que la que la crea.*

La tensión aplicada está adelantada 90° con respecto a I .

Tanto el retraso de los 90° de la intensidad como la magnitud de E podemos deducirlas teniendo en cuenta que:

$$e = -\frac{di}{dt} \cdot L; \text{ como } i = I \sin \omega t, \quad e = L\omega I \cos \omega t = L\omega I \sin (90 - \omega t).$$

Hay que tener atención especial en no confundir la figura segunda con la primera. En la segunda estudiamos la intensidad que circula por el circuito según la tensión aplicada. En A , a pesar de haber aplicado la tensión, no hay corriente, y es que la bobina almacena la energía eléctrica para convertirla en electromagnética. En B la tensión

REACTANCIA CAPACITATIVA. RELACIÓN DE FASE ENTRE TENSIÓN Y CORRIENTE

aplicada es cero, pero la bobina transforma y cede su elergía electromagnética en corriente eléctrica, y el fenómeno continúa.

En este caso, la corriente está *retrasada* 90° con respecto a la tensión aplicada.

Resumiendo: la f.e.m. aplicada está en oposición de fase con la f.e.m. de autoinducción, o como está en contra, fuerza contraelectromotriz. La intensidad I está retrasada 90° con respecto al potencial aplicado y adelantada 90° con respecto a la f.e.m. de autoinducción (fig. 4-3).

Todos estos conceptos hay que tenerlos claros.

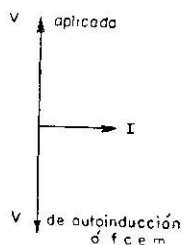


Fig. 4-3.

Reactancia capacitativa. Relación de fase entre tensión y corriente.

Hemos visto en temas anteriores que los condensadores no dejan pasar la corriente por su dieléctrico. Por ello sólo hay corriente mientras duran la carga y la descarga, pero ocurre que si la tensión aplicada es alterna, la carga y la descarga duran todo el tiempo que tenemos la tensión aplicada, luego en el circuito siempre hay corriente, a pesar de que por el dieléctrico no puede circular.

Si aplicamos a las placas de un condensador una tensión alterna, co-

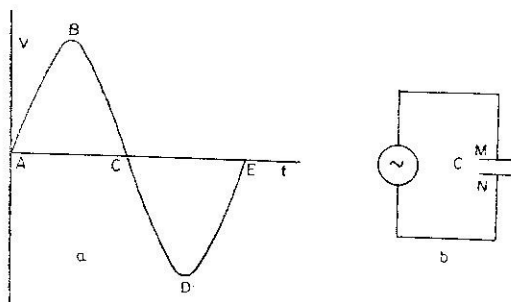


Fig. 44.

mo la de la figura 4-5, tenemos el siguiente fenómeno físico: de *A* a *B* (fig. 4-5, *a*) la placa *M* se hará más positiva que la *N* y tendremos una corriente de electrones según las flechas. De *B* a *C* (fig. 4-5, *b*), el potencial aplicado disminuye hacia cero, luego la corriente de electrones cambia ahora de sentido, contrario al anterior, para dejar las placas *M* y *N* al mismo potencial. De *C* a *D*, el potencial aplicado empieza a aumentar, pero en sentido contrario al primer caso, luego se hará positiva la placa *N*, y *M* será negativa, y la corriente tendrá el sentido de las flechas. De *D* a *E* (fig. 4-5, *d*), el potencial aplicado empieza a disminuir y hace que la diferencia de potencial entre *M* y *N* tienda a cero, por lo que la corriente cambiará de sentido.

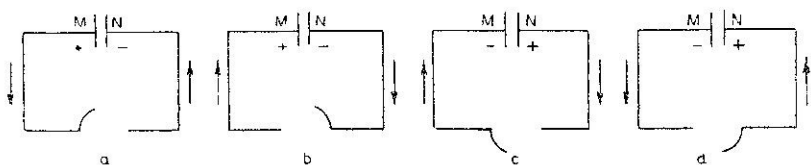


Fig. 4-5.

La figura 4-6 muestra cómo está la intensidad con respecto a la tensión aplicada, en la que hay que hacer notar que *la intensidad está adelantada 90° con respecto al potencial aplicado*.

Por otra parte, el fenómeno de dicho desfase podemos explicarlo así: supongamos que una armadura del condensador recibe electrones; al principio, los recibirá con facilidad, pero a medida que su número aumente, más difícil será recibir nuevos electrones, pues los que hay ya repelerán a los que llegan. Lo mismo ocurrirá si suponemos que una placa se hace positiva perdiendo electrones; al principio, los perderá con facilidad, pero a medida que se hace positiva se va oponiendo a que los electrones salgan, ya que los atrae, llegando un momento en que

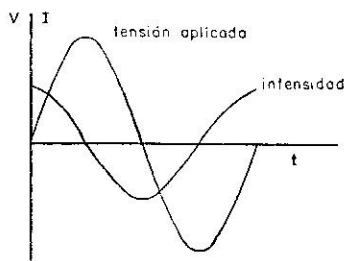


Fig. 4-6.

REACTANCIA CAPACITATIVA. RELACIÓN DE FASE ENTRE TENSIÓN Y CORRIENTE.

no los deja marchar. Esto ocurre cuando se ha cargado el condensador al potencial aplicado.

Por ello, cuando más fácil es dar electrones a la placa positiva o recibirlos la negativa, es el principio del fenómeno, y por eso la corriente en ese momento es máxima. Por otra parte, el fenómeno empieza siempre cuando el ciclo de corriente alterna tiene el valor cero, que, repetimos, es cuando I es máxima.

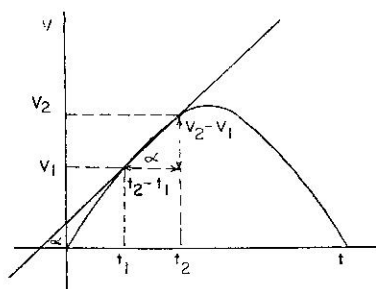


Fig. 4-7.

Si analizamos el semiciclo de tensión de la figura 4-7, tenemos que en un tiempo t_1 la tensión aplicada es V_1 , y la carga del condensador en ese instante es $Q_1 = C \cdot V_1$. En un tiempo t_2 el condensador tiene aplicada la tensión V_2 y la carga será $Q_2 = C \cdot V_2$. El incremento de la carga será $Q_2 - Q_1 = C \cdot V_2 - C \cdot V_1 = C (V_2 - V_1)$ (1). De $I = Q/t$ tenemos:

$$I = \frac{Q_2 - Q_1}{t_2 - t_1} = \frac{C (V_2 - V_1)}{t_2 - t_1} \quad (2)$$

Como la tangente de un ángulo es

$$\frac{\text{sen}}{\text{cos}}.$$

En el ejemplo tenemos

$$\text{tg} \alpha = \frac{\text{sen } \alpha}{\text{cos } \alpha} = \frac{V_2 - V_1}{t_2 - t_1}, \text{ luego } I = C \cdot \text{tg} \alpha. \quad (3)$$

En un instante, t , tendremos exactamente

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt}. \quad (4)$$

IMPEDANCIA

Si en esta curva (fig. 4-8), similar a la anterior, trazamos tangentes, vemos que las tangentes de los ángulos que forman dichas rectas con el eje de tiempos van disminuyendo con el tiempo de A a C. El valor de la tangente en C vale cero y en A vale el máximo (infinito), luego según (3) la intensidad es máxima en A y cero en C. Es decir, que la intensidad está 90° adelantada con respecto a la tensión. Aplicando (4) tenemos si $v = V \sin \omega t$; $I = C \cdot V \omega \cdot \cos \omega t = C \cdot V \cdot \omega \cdot \sin (90^\circ - \omega t)$, expresión que también nos da el adelanto en 90° de la intensidad respecto a la tensión.

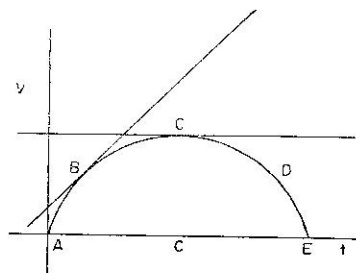


Fig. 4-8.

Para hallar el valor de la intensidad podemos hacer lo siguiente: de $I = Q/t$, tenemos que en $T/4$ la carga pasa del cero al máximo, que es $C \cdot V_{\max}$, luego

$$I_{\text{med}} = \frac{C \cdot V_{\max}}{\frac{T}{4}},$$

y como $I_{\text{med}} = 2/\pi$ de I_{\max}

$$I_{\max} = \frac{V_{\max} C 4}{T 2} = V_{\max} \cdot C \cdot 2\pi f = V_{\max} \cdot C \cdot \omega.$$

$$I_{\max} = V_{\max} \cdot C\omega; \quad I_{\text{ef}} = V_{\text{ef}} \cdot C\omega; \quad I = \frac{V}{\frac{1}{C\omega}}. \quad (5)$$

A este denominador se le llama reactancia capacitativa o reactancia del condensador. La capacidad se expresa en faradios, y $\omega = 2\pi f$, en radianes. La reactancia del condensador a la corriente alterna se mide en ohmios. La reactancia capacitativa se escribe X_c , luego $X_c = 1/C\omega$.

Circuito con resistencia y reactancia: impedancia.

Estudiaremos primero un circuito con resistencia y autoinducción en serie (fig. 4-9). Sabemos que en un circuito de corriente alterna, si hay una resistencia, la corriente está en fase con la diferencia de potencial aplicada al circuito. Si éste tiene, además, una inductancia en serie con la resistencia, tendremos en ella una f.c.e.m. de autoinducción opuesta a la tensión aplicada a los extremos de la bobina. Por la bobina circula una corriente retrasada 90° con respecto al potencial aplicado.

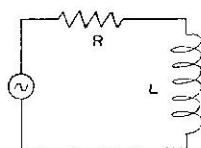


Fig. 4-9.

En este circuito, lo que siempre se verificará es que en cada instante la tensión aplicada es la suma de las instantáneas que caen en la resistencia y en la bobina. La tensión instantánea será $v = V \sin \omega t$, que será igual a la caída de tensión en la resistencia $v_R = i \sin \omega t \cdot R$ en fase con la tensión aplicada más el que cae en la bobina, que por ser $i = I \sin (90 - \omega t)$; $v_L = i \sin (90 - \omega t) \cdot L\omega$, luego:

$V \sin \omega t = i \sin \omega t \cdot R + i \sin (90 - \omega t) \cdot L\omega$, expresión que queda representada por la siguiente gráfica (fig. 4-10).

Para el cálculo utilizaremos la representación vectorial, que hacemos según los valores máximos, ya que, como hemos dicho, la suma de las

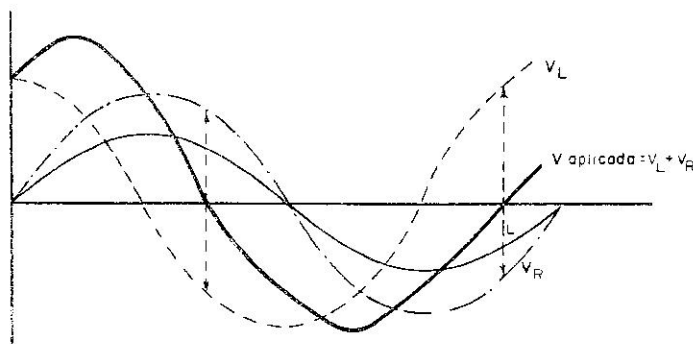


Fig. 4-10.

IMPEDANCIA

caídas de tensión en R y en L se cumplen en cada instante, luego también se cumplirán en los valores máximos. V_R , en fase con I ; V_{aL} , adelantada 90° con respecto a I . Según la figura 4-11, tenemos:

$$V = \sqrt{R^2 \cdot I^2 + I^2 L^2 \omega^2} = I \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2},$$

de donde:

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}} = \frac{V}{Z}$$

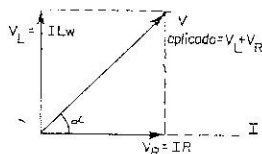


Fig. 4-11.

Al denominador se le llama impedancia del circuito, y consta de una parte resistiva y otra reactiva. La impedancia se representa por la letra Z y se expresa en ohmios, si bien es una resistencia ficticia, por lo que se refiere a la parte reactiva.

Según los vectores,

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\operatorname{sen} \alpha}{\cos \alpha} = \frac{IL\omega}{IR} = \frac{I\omega}{R} = \frac{\text{Reactancia}}{\text{Resistencia}} = \frac{X_L}{R}.$$

Si utilizamos notación compleja para resolver los vectores, tenemos:

$$V_{\text{apli}} = IR + jIL\omega = I(R + jL\omega) \quad I = \frac{V}{R + jL\omega} = \frac{V}{Z} \text{ y } Z = R + jL\omega.$$

Estudiando ahora un circuito con resistencia y capacidad en serie, como el de la figura 4-12, y de una manera análoga a lo hecho en el

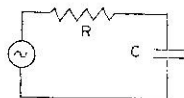


Fig. 4-12.

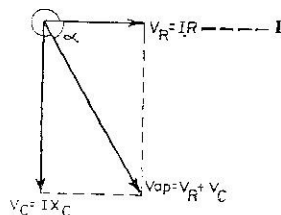


Fig. 4-13.

caso anterior con inductancia, únicamente teniendo en cuenta que la intensidad está 90° adelantada con respecto a la tensión en el condensador, y que en cada instante, y, por tanto, también en los máximos, la tensión aplicada es igual a la suma de las caídas en la resistencia y en el condensador, podemos dibujar los vectores de la figura, cuya solución es como si (fig. 4-13):

$$V_{\text{apli}} = \sqrt{I^2 R^2 + I^2 X_c^2} = I \sqrt{R^2 + X_c^2},$$

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} = \frac{V}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}} = \frac{V}{Z} \text{ y } Z = \sqrt{R^2 + X_c^2},$$

$$\text{tg} \alpha = \frac{I X_c}{I R} = \frac{X_c}{R} = \frac{\frac{1}{C \omega}}{R} = \frac{1}{C \omega R},$$

Utilizando notación compleja tenemos

$$V_{\text{apli}} = IR - jIX_c = I(R - jX_c); \quad I = \frac{V}{R - jX_c} = \frac{V}{Z} \text{ y } Z = R - jX_c.$$

Leyes de Kirchhoff.

Las leyes de Kirchhoff son dos: la de las mallas y la de los nudos. Enunciaremos primero la ley de las mallas:

1.º Ley de las mallas.

Si marcamos un sentido arbitrario en las 17 ramas de la red dibujada en la figura 4-14 y son las tensiones de las ramas V_1, V_2, \dots, V_{17} , si

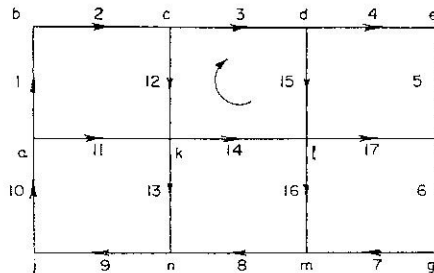


Fig. 4-14.

elegimos la c , d , l , k , y un sentido de rotación cualquiera, por ejemplo, $V_3 + V_{15} - V_{12} - V_{14} = 0$, ya que cuando se recorre completamente una malla la variación total de potencial es nula, puesto que volvemos al punto de partida. Por ello, podemos enunciar la ley de las mallas diciendo que la suma total de todas las tensiones de una malla es igual a cero, $\Sigma V = 0$. Para el cálculo podremos escribir tantas ecuaciones como mallas.

2.º Ley de los nudos.

Dice que si a un nudo llegan n ramas, la suma de las intensidades I_1, I_2, \dots, I_n , es igual a cero. Esto tiene que ser así, puesto que en ningún punto de la red puede haber acumulación de corriente; luego en cada nudo, la corriente que sale es igual a la que entra. Esta propiedad se puede escribir en forma algebraica, cuya ecuación ligará las corrientes que salen y entran al nudo. Si damos sentido positivo a las corrientes que entran y negativo a las que salen, si consideramos, por ejemplo, el nudo k , tenemos $I_{11} + I_{12} - I_{13} - I_{14} = 0$; es decir, en un nudo, $\Sigma I = 0$. Tenemos, por tanto, que podemos plantear tantas ecuaciones como nudos, si bien una ecuación se repite, por lo que realmente hay una ecuación menos que nudos.

La ley de los nudos tiene una aplicación más general de lo que aparece a simple vista (fig. 4-15), pues si, por ejemplo, tomamos los nudos h, i, k, l , podemos escribir en h : $+I_{16} + I_7 - I_8 = 0$;

en i : $+I_{13} + I_8 - I_9 = 0$;

en k : $+I_{11} + I_{12} - I_{13} - I_{14} = 0$;

en l : $+I_{15} + I_{14} - I_{16} - I_{17} = 0$.

Sumando miembro a miembro las cuatro igualdades, tenemos:

$$+I_7 + I_{11} + I_{12} + I_{15} - I_9 - I_{17} = 0,$$

pero esta conclusión importante vemos que es la ecuación de considerar como un solo nudo los nudos sencillos h, i, k, l , como se muestra en la figura 4-15.

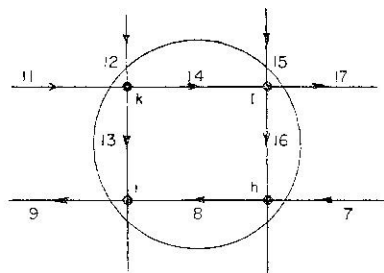


Fig. 4-15.

REPRESENTACIÓN DE IMPEDANCIAS: REPRESENTACIÓN COMPLEJA Y POLAR

Nota.—Se llama *nudo* a la parte de un circuito donde se unen tres o más conductores. Se llama *mall*a a una parte de la red que forma un circuito cerrado. Se llama *red* a un conjunto de mallas. En la figura 4-16

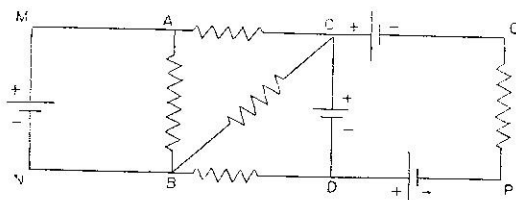


Fig. 4-16.

son nudos los puntos A, B, C, D. Son mallas los circuitos cerrados *MABN*, *ABC*, *BCD*, *ACDB*, *COPD*, *MACOPDBN*.

Para utilizar la ley de las mallas elegimos un sentido como positivo, por ejemplo, el de las agujas de un reloj, y entonces las f.e.m. que tengan ese sentido son positivas, y lo mismo las caídas de tensión en las resistencias, IR , que hay en la malla (en cada R hay forzosamente una caída de tensión, luego hay que tomar las V de los generadores más las que caen en las R , IR . En este caso, para darle sentido tenemos en cuenta I); las que tengan sentido contrario serán negativas.

En los nudos podemos tomar como positivas las que entran, y negativas, las que salen.

Una corriente puede tener en una malla un sentido para el IR , y en otra malla, sentido contrario. Lo mismo sucede con respecto a dos nudos diferentes: en un nudo puede tener un sentido, y en otro, el contrario.

Podemos plantear tantas ecuaciones como mallas, más tantas como nudos menos una.

La solución se efectúa basándose en sentido supuesto, pero en cualquier caso el valor numérico obtenido es el verdadero. Si los signos no están de acuerdo basta con modificar el sentido supuesto.

Representación de impedancias: representación compleja y polar.

Al estudiar el circuito serie LR teníamos la siguiente expresión para la impedancia: $Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$, por tanto, podemos representar esta expresión por los vectores de la figura 4-17, por lo que podemos escribir

$$R = Z \cos \alpha; \quad Z = \frac{R}{\cos \alpha};$$

$$X_L = Z \sin \alpha; \quad Z = \frac{X_L}{\sin \alpha}.$$

Según los números complejos, la resistencia equivale a un número real; las reactancias, a números imaginarios; siendo la reactancia inductiva imaginario positivo, y la capacitativa, imaginario negativo.

Si suponemos un circuito serie RC , tenemos (fig. 4-18) el módulo de

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}.$$

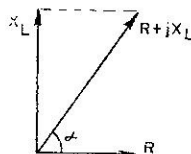


Fig. 4-17.

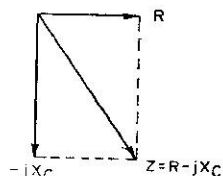


Fig. 4-18.

Cálculo gráfico vectorial y su aplicación al estudio de circuitos de C. A.

Esta pregunta está contestada en el preámbulo y en otras cuestiones del presente capítulo. Se ha hecho así por ser necesario estudiar los vectores y números complejos antes que su aplicación.

Circuito serie.

Se llama circuito serie el formado por una resistencia, una bobina y un condensador en serie.

Según lo estudiado, en el circuito serie LR y CR podemos dibujar la figura 4-19.

Su estudio se hace como entonces, teniendo en cuenta que la tensión aplicada en cada instante es la suma de las caídas de tensión en R , L y C , y que los desfases son los estudiados entonces.

$$V = \sqrt{I^2 R^2 + (L\omega I - \frac{I}{C\omega})^2},$$

de donde:

$$I = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}} = \frac{V}{Z},$$

donde

$$Z = \sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}; \quad \operatorname{tg} \alpha = \frac{\operatorname{sen} \alpha}{\cos \alpha} = \frac{V_L - V_C}{V_R} = \frac{X_L - X_C}{R} = \frac{\text{reactancia}}{\text{resistencia}}.$$

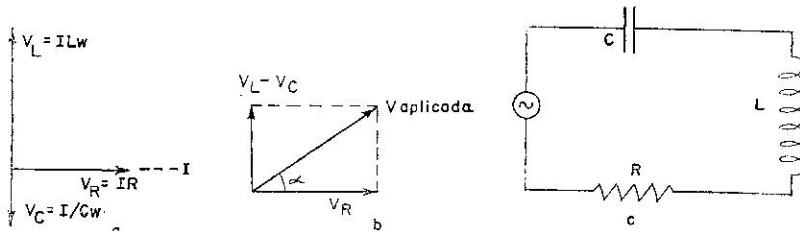


Fig. 4-19.

En notación compleja tenemos

$$V = V_R + j(V_L - V_C) = IR + jI\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right),$$

$$I = \frac{V}{R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)}.$$

donde

$$Z = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right).$$

Si V_C es mayor que V_L , todo queda igual siendo $V_C - V_L$...

Insistimos en que, en los circuitos serie, la intensidad es la misma en todo el circuito. Las caídas de tensión, en cambio, dependen de la resistencia y las reactancias. Más tarde se estudiará detalladamente el circuito resonante serie.

Circuito en paralelo.

Supongamos un circuito como el de la figura 4-20, en el cual la capacidad y la inductancia están en paralelo, y que la resistencia está en la rama de la bobina. En este caso, las dos ramas están a la misma diferencia de potencial: al potencial aplicado. La intensidad de cada rama, en cambio, será diferente y dependerá de su impedancia. La

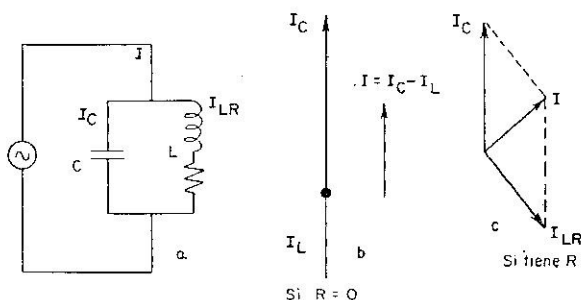


Fig. 4-20.

intensidad en la rama de la bobina, y supuesto que en ella haya también resistencia, será:

$$I_L = \frac{V}{R + jL\omega} = \frac{V}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$$

En la rama del condensador, y supuesto no haya resistencia, será:

$$I = \frac{V}{jX_C}.$$

La intensidad instantánea que llega al circuito es la suma de las intensidades instantáneas de las dos ramas. Este circuito interesa normalmente en la resonancia; por ello seguiremos con él en la pregunta correspondiente.

En general, para resolver los circuitos en paralelo se hace de una manera similar a lo estudiado en los circuitos en serie. En todos los casos, la suma de las intensidades de cada rama tiene que ser igual en cada instante a la intensidad que entra y sale del circuito, y por ello, también será igual para los valores máximos. En lugar de trabajar con tensiones lo haremos con intensidades. I_R está en fase con el vol-

taje aplicado; I_L está retrasada 90° con el voltaje aplicado. Esto lo mostramos en las figuras 4-21.

$$I \sqrt{\frac{V^2}{R^2} + \frac{V^2}{X_L^2}} = V \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}},$$

$$\frac{I}{V} = \frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}.$$

$$Y = \sqrt{G^2 + S^2}.$$

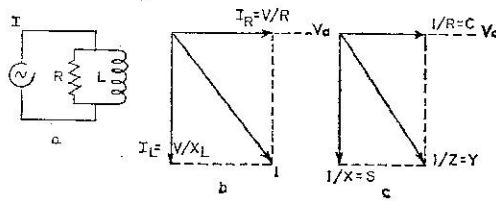


Fig. 4-21.

Si fuera con condensador, todo sería igual, pero en lugar de I_L sería I_C .

Divisores de tensión.

Se llama así al dispositivo útil para dividir una tensión en otras más pequeñas, que puedan ser necesarias.

Hemos dibujado en la figura 4-22 dos divisores de tensión. El primero, de corriente continua; el segundo, de alterna. En ambos circuitos, la corriente que los recorre en cada caso se mantiene constante, por ser circuitos serie. Aplicando la ley de Ohm, para corriente conti-

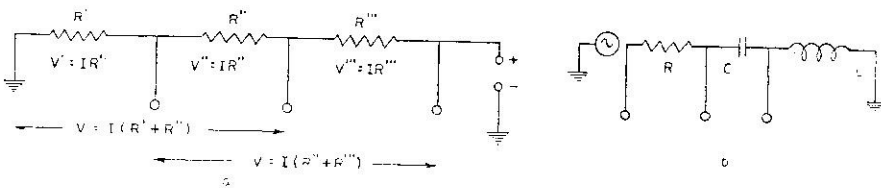


Fig. 4-22.

IMPEDANCIA

nua en el primer circuito y para la alterna en el segundo, podemos sacar una serie de tensiones diferentes. En resumen, dividimos la tensión dada entre otras que puedan interesarnos.

Admitancia, conductancia y susceptancia.

Se define la admitancia como la magnitud inversa de la impedancia, luego: $Y = 1/Z = I/V$.

La conductancia, como la inversa de la resistencia: $G = 1/R = I/V$.

La susceptancia, como la inversa de la reactancia: $S = 1/X = I/V$.

$$R = Z \cos \alpha.$$

$$X = Z \sin \alpha.$$

$$Z^2 = R^2 + X^2.$$

$$G = Y \cos \alpha.$$

$$S = Y \sin \alpha.$$

$$Y^2 = G^2 + S^2.$$

Estas magnitudes se miden en ohmios y son más cómodas que sus inversas en muchos casos, cuando se trata de circuitos paralelos.

En el estudio de los circuitos de transistores son de uso común.

Teorema de Thevenin.

El teorema de Thévenin podemos enunciarlo diciendo: si tenemos un circuito, podemos cortarlo por dos puntos cualquiera, considerando lo que queda a un lado de dichos puntos como *generador*, y lo que queda al otro, como *carga*. La parte de circuito que tomamos como generador tiene una tensión igual a la que midamos en los puntos de corte, y tiene una impedancia interna igual a la que mediríamos con un óhmetro en los puntos donde hemos cortado, estando los generadores en cortocircuito si son de tensión, y abiertos, si son de corriente. Estudiar problemas números 16, 17 y 18.

La mejor manera de saber este teorema es hacer unos ejercicios con él. Ahora tomamos dos ejemplos, uno, supuesto que tengamos un generador real de tensión V_g , y otro, supuesto un generador de corriente constante I_g , según figura 4-23, a.

$$Z_i = \frac{1}{\frac{1}{10} + \frac{1}{10} + \frac{1}{20}} = \frac{1}{\frac{2}{20} + \frac{2}{20} + \frac{1}{20}} = \frac{20}{5} = 4.$$

$$I = \frac{V_g}{10 + \frac{10 \cdot 20}{10 + 20}};$$

ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS: MÁXIMA TRANSFERENCIA DE ENERGÍA

$$E = \frac{V_g}{10 + \frac{10 \cdot 20}{10 + 20}} \cdot \frac{10 \cdot 20}{10 + 20}$$

Según figura 4-23, b,

$$Z_i = \frac{10 \cdot 20}{10 + 20}$$

$$E = I_g \cdot \frac{10 \cdot 20}{10 + 20}$$

Este teorema, de gran utilidad práctica, es tan fácil que...

Supongamos el enchufe de la plancha. Detrás de él hay líneas de casas, líneas de calles, transformadores, centrales, etc.

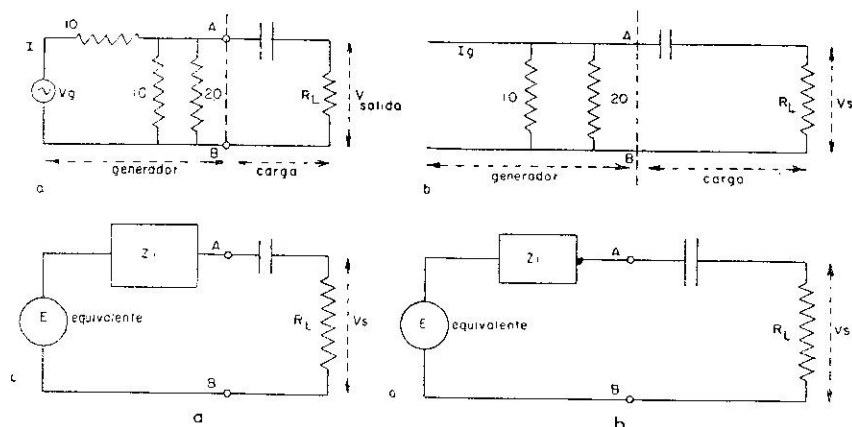


Fig. 4-23.

Si con un voltímetro medimos y nos da 120 V, y después medimos con un óhmetro y tenemos de 2 KΩ, es lógico que podemos sustituir las líneas, los transformadores, la central, etc., por un generador que tenga 120 V y $R_i = 2 \text{ K}\Omega$.

Adaptación de impedancias: máxima transferencia de energía.

De una manera general podemos decir que en todo sistema energético hay dos partes esenciales: la que genera la energía y la que utiliza la energía producida por la primera.

IMPEDANCIA

La parte primera está constituida por un generador de energía, el cual tendrá una impedancia interna Z_g . La segunda parte, donde recogemos la energía para utilizarla, tiene una impedancia que normalmente llamamos impedancia de carga Z_L .

En este sistema hay, por tanto, una transferencia de energía del generador a la carga. Lo ideal sería que toda la energía que produce el generador pasara a la carga. No siendo esto posible, procuramos que se transfiera el máximo de energía del generador a la carga. En la figura 4-24 representamos un sistema como el que estamos hablando. En este ejemplo, suponemos que la impedancia tiene parte resistiva y otra parte reactiva. Hay un máximo de transferencia de energía del generador a la carga en unas condiciones tales que decimos que la carga está *adaptada* al generador, y esto se verifica cuando $Z_g = Z_L$ en magnitud y las reactivancias están desfasadas 180° ; por ejemplo, si una es inductiva, la otra será capacitativa.

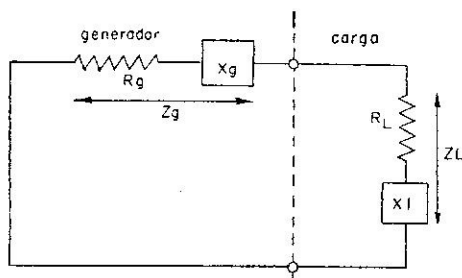


Fig. 4-24.

Si la impedancia del generador y la de la carga son resistivas, tendremos adaptación cuando $R_g = R_L$. Cuando no ocurra esto tendremos que adaptar la carga al generador.

Hay varios métodos que se estudian en diferentes capítulos, como los casos muy importantes de adaptación por medio de transformadores y líneas, entre otros muchos. De momento, basta con tener claro el concepto de adaptación, así como su necesidad.

CAPITULO V

CIRCUITOS RESONANTES

Resonancia serie: frecuencia de resonancia.
Circuito resonante serie.

Si tenemos un circuito serie, como el de la figura 5-1, y le aplicamos una tensión constante de frecuencia variable, la intensidad que pasa por el circuito varía con la frecuencia. La explicación es sencilla y clara, con sólo estudiar las curvas de la figura. En el eje vertical ponemos los valores de la intensidad para las distintas frecuencias, y en el eje horizontal ponemos el valor de la frecuencia. (En la otra curva, el eje vertical representa las impedancias en cada frecuencia.)

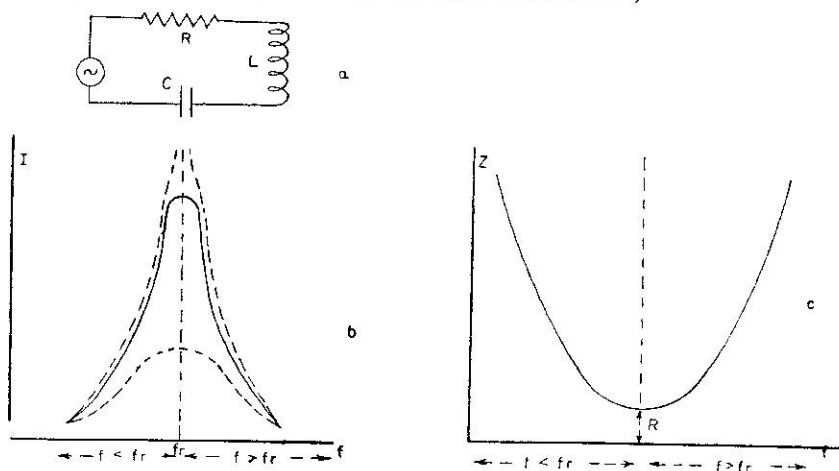


Fig. 5-1.

Sabemos que la reactancia que opone un condensador al paso de la corriente alterna es $X_c = 1/C\omega$, luego para frecuencia baja esta reac-

tancia capacitativa es grande, aunque en estas condiciones la reactancia inductiva de la bobina $X_L = L\omega$ será pequeña, por ser baja la frecuencia. En estas condiciones, la caída de tensión importante es en el condensador y tendremos una corriente pequeña adelantada 90° con respecto a la tensión aplicada.

De las expresiones $X_C = 1/C\omega$ y $X_L = L\omega$, y con el razonamiento anterior, tenemos que en las frecuencias elevadas la reactancia del condensador es pequeña y, en cambio, es grande la reactancia de la bobina, y como resultado tendremos una corriente pequeña y retrasada 90° con respecto a la tensión aplicada. Siguiendo con las dos expresiones ya citadas, observamos que si empezamos, por ejemplo, con frecuencias bajas donde X_C es mucho mayor que X_L , a medida que vamos aumentando la frecuencia irá disminuyendo X_C y creciendo X_L , llegando, por tanto, a una frecuencia en que se verifique que las dos reactancias son iguales. En este momento, como dichas reactancias tienen sentidos opuestos se anulan sus efectos, y sólo tenemos resistencia, siendo en esta frecuencia donde tenemos la máxima intensidad por el circuito, que, además, *está en fase* con la tensión aplicada. A esta frecuencia característica se le llama frecuencia de *resonancia*, y decimos que en este momento el circuito está en resonancia con la tensión aplicada. También podemos decir que cuando la frecuencia del circuito es igual a la del generador que lo alimenta, la intensidad que pasa por el circuito es igual a la tensión aplicada dividida por la resistencia.

Son muy importantes las siguientes expresiones: en resonancia, $I = V_{ap}/R$

$$V_L = IL\omega = \frac{V_{ap}}{R} \cdot L\omega = V_{ap} \frac{L\omega}{R} \quad (1)$$

$$V_C = \frac{I}{C\omega} = \frac{\frac{V_{ap}}{R}}{C\omega} = \frac{V_{ap}}{C\omega R} = V_{ap} \frac{1}{C\omega R} \quad (2)$$

A las relaciones $L\omega/R$ y $1/C\omega R$ se les llama «Q» del circuito, luego (1) y (2) podemos escribirlas (1) $V_L = V_a \cdot Q$, y (2) $V_C = V_a \cdot Q$.

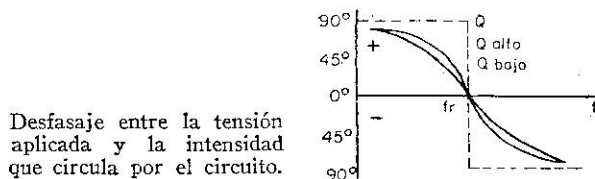


Fig. 5-2.

Las expresiones (1) y (2) nos dicen que la diferencia de potencial en los extremos del condensador y de la bobina es Q veces mayor que la aplicada al circuito si éste está en resonancia. Por ejemplo, si un circuito está en resonancia con un generador de 100 V y el Q del circuito es 100, la tensión en los extremos de la bobina y del condensador será de 10.000 V.

Curva de resonancia: Variación de la corriente con la frecuencia. Selectividad.

Esta cuestión está completamente relacionada con la anterior. En la figura 5-3 vemos que al alejarnos por encima o por debajo de la

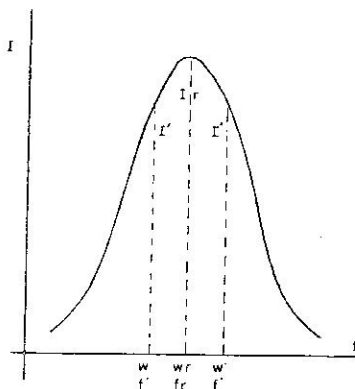


Fig. 5-3.

frecuencia de resonancia, la intensidad baja, luego cuando obtenemos la máxima intensidad hemos seleccionado la frecuencia de resonancia. Sin embargo, a veces nos interesa seleccionar más de una frecuencia; por ejemplo, cuando escuchamos música en la radio, nos interesa escuchar varias frecuencias diferentes. Otras veces son otros motivos los que nos obligan a procurar obtener bastante intensidad en varias frecuencias próximas a la de resonancia. A esto se llama selectividad, y la figura que tenemos nos sirve para hacer el siguiente análisis:

$$\frac{I'}{I_r} = \frac{\frac{V}{R' + j \left(L\omega' - \frac{1}{C\omega'} \right)}}{\frac{V}{R_r}} = \frac{R_r}{R' + j \left(L\omega' - \frac{1}{C\omega'} \right)} = \frac{R_r}{R' + j \frac{LC\omega'^2 - 1}{C\omega'}}$$

CIRCUITOS RESONANTES

Si dividimos numerador y denominador por Rr nos queda

$$\frac{I'}{I_r} = \frac{1}{\frac{R'}{Rr} + \frac{LC\omega'^2 - 1}{C\omega'Rr}} \quad (1)$$

Si hacemos ω' , fuera de resonancia, igual a ωr , frecuencia en resonancia, más una cantidad $\omega r \cdot n$, tenemos:

$$\omega' = \omega r + \omega r \cdot n \quad (2); \quad \omega' = \omega r (1+n) \quad (2'), \text{ y } n = \frac{\omega' - \omega r}{\omega r} \quad (2) \text{ ó } n = \frac{f' - fr}{fr} \quad (2).$$

Llevando ahora (2') a (1), tenemos

$$\frac{I'}{I_r} = \frac{1}{\frac{R'}{Rr} + j \frac{LC\omega r^2 (1+n)^2 - 1}{CRr (\omega r - \omega r \cdot n)}} \quad (3)$$

Como

$$LC\omega^2 = 1 \quad (3) = \frac{1}{\frac{R'}{Rr} + j \cdot \frac{(1+n)^2 - 1}{C\omega r Rr + C\omega r Rr \cdot n}}, \quad (4)$$

y según

$$Q = \frac{1}{C\omega r Rr} \quad (4) = \frac{1}{\frac{R'}{Rr} + jQ \frac{(1+n)^2 - 1}{1+n}} \quad (5)$$

En R.F. la R es directamente proporcional a ω , es decir:

$$\frac{R'}{Rr} = \frac{\omega'}{\omega r}$$

y según (2)

$$\frac{\omega'}{\omega r} = 1 + n = \frac{R'}{Rr},$$

que llevado a (5) =

$$\frac{1}{1+n+jQ \frac{(1+n)^2-1}{1+n}} = \frac{1}{1+n+jQ \frac{n^2+2n}{1+n}} = \frac{1}{1+n+jQn \frac{n+2}{n+1}} \quad (6)$$

el módulo de (6) =

$$\frac{1}{\sqrt{(1+n)^2 + Q^2 n^2} \frac{(n+2)^2}{(n+1)^2}} \quad (7)$$

de la expresión (2)

$$n = \frac{f' - fr}{fr},$$

en R. F. y en frecuencias próximas a la de resonancia $n \ll 1$, luego $(1+n) \approx 1$, $(n+2) \approx 2$, por ello (7) queda

$$\frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 n^2}}$$

es decir:

$$\frac{I \text{ fuera de resonancia}}{I \text{ en resonancia}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 n^2}} \quad (8)$$

Las expresiones (7) y (8) son importantes: la (7), más exacta; la (8), más práctica.

Hay dos casos de mucho uso, que consisten en calcular la frecuencia para la cual la I cae el 70 por 100 de I_r , o el 44,7 por 100 de I_r . En el primero, la frecuencia de la tensión aplicada difiere en $1/2Q$ de fr , y la corriente del circuito queda desfasada 45° con respecto a la tensión aplicada. Veámoslo:

$$70 \% = \frac{1}{\sqrt{2}}; \frac{I}{I_r} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 n^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

elevando al cuadrado $2 = 1 + 4Q^2 n^2$; $1 = 4Q^2 n^2$, haciendo la raíz cuadrada de ambos miembros

$$1 = 2Qn; n = \frac{1}{2Q} = \frac{f' - fr}{fr}; f' - fr = \frac{fr}{2Q} = \frac{1}{2Q} \text{ de } fr.$$

En el segundo caso, cuando la intensidad baja el 44,7 por 100 la frecuencia de la tensión aplicada difiere $1/Q$ de la resonancia del circuito y la I está desfasada $63,5^\circ$ con respecto a la tensión aplicada.

En ambos casos, si predomina X_c sobre X_L , la intensidad estará adelantada, y en el caso contrario, retrasada.

Factor «Q»: Definición y utilidad del «Q».

Sabemos que en la bobina hay unas pérdidas debidas a su resistencia óhmica. Si queremos aumentar la inductancia de la bobina hay que aumentar a su vez la longitud del hilo, con lo que crece R . Al ser recorrida la bobina por una I , habrá más pérdidas de acuerdo con la ley de Joule. Para tener una referencia de la calidad de la bobina expresamos la relación de su reactancia y su resistencia. A esta relación se le llama «Q» de la bobina: $\text{«Q»} = L\omega/R$. (Repasar página 9, «Q» de una bobina.)

Debido a que las pérdidas máximas de un circuito se deben a la bobina, tomamos por «Q» del circuito el de la bobina, si bien, como en resonancia $L\omega = 1/C\omega$, $Q = L\omega/R$ o $Q = 1/C\omega R$.

La utilidad del Q resulta evidente, ya que cuanto mayor sea, más aguda es la curva de selectividad del circuito, pues al ser alto el Q es porque R es baja frente a X_C o X_L , luego en resonancia, I es muy elevada si lo es Q . Si $R = 0$, Q sería infinito. En la práctica es imposible.

También, según el Q , es la selectividad, y sólo con saber el valor del Q sabemos si un circuito es muy selectivo o poco. También, y teniendo en cuenta el Q , si deseamos que un circuito sea poco selectivo, o sea, que deje pasar más frecuencias, basta con aumentar su R y la curva de intensidad se achatará o, lo que es lo mismo, el Q disminuye, etc.

Variación de la reactancia con la frecuencia.

Esta pregunta ha quedado plenamente contestada en las cuestiones anteriores. Ya hemos estudiado y visto con detalle que el circuito serie en frecuencia por debajo de la resonancia presenta una reactancia capacitativa, y en frecuencias superiores, una reactancia inductiva.

Resonancia paralelo. Circuito tanque. Frecuencia de resonancia. Curva de resonancia. Variación de la impedancia con la frecuencia. Variación entre la corriente de línea y la corriente en las ramas del circuito. Variación con la frecuencia.

Se llama circuito paralelo el que tiene una capacidad en paralelo con una inductancia. Se dice que es resonante si su frecuencia coincide con la de la tensión aplicada. En la figura 5-4 se muestra un circuito resonante paralelo. Como vemos, la tensión aplicada a las dos ramas es la misma. En cada rama producirá intensidades I_C e I_L .

$$I_c = \frac{V}{X_c} \quad \text{e} \quad I_L = \frac{V}{X_L}.$$

En frecuencias bajas, $X_L = L\omega$ es pequeña, y $X_c = 1/C\omega$ es grande y, por tanto, pasará más intensidad por la rama de la bobina que por la del condensador. En la rama de la bobina la corriente estará 90° retrasada respecto a la tensión aplicada, y por la rama del condensador,

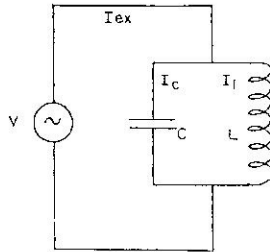


Fig. 5-4.

la corriente estará 90° adelantada con respecto a ella y será pequeña. En frecuencias altas, X_L será grande, y la I que circule por la bobina será pequeña; en cambio, X_c será pequeña, y la I que circule por la rama del condensador será grande. *En todos los casos, la corriente que circula por la rama del condensador estará 90° adelantada con respecto a la tensión aplicada, y la intensidad que circula por la bobina estará 90° retrasada con respecto a ella.* Por tanto, las corrientes I_L y la I_c están desfasadas 180° en oposición de fase. En estas condiciones, la intensidad que circula fuera del circuito será la diferencia de ambas y tendrá el sentido de la mayor.

Las figuras 5-5 deben estudiarse con el máximo cuidado, ya que en ellas quedan gráficamente representados los fenómenos estudiados en el circuito paralelo.

Si empezamos por frecuencias más bajas, donde X_L es menor que X_c , habrá más corriente en la rama inductiva, y fuera del circuito tendremos una corriente diferenciada de ambas ramas, que será de tipo inductivo, por ser I_L mayor que I_c ; por tanto, estará retrasada 90° con respecto a la tensión aplicada. Vamos aumentando la frecuencia y X_L va creciendo, y X_c , disminuyendo hasta llegar así a una frecuencia en que $X_c = X_L$. A esta frecuencia se le llama de resonancia.

En estas condiciones, las intensidades que circulan por las dos ramas son de la misma intensidad, y como tienen sentidos contrarios, en el exterior la corriente es *cero*. Como la I exterior es V/Z , si I vale

cero. significa que la Z del circuito es infinita. Esto en la práctica no es posible, pues el circuito no se puede hacer sin resistencia óhmica; por ello, siempre circula una corriente por el exterior, aun en el caso de resonancia. No obstante, la Z del circuito paralelo puede ser muy

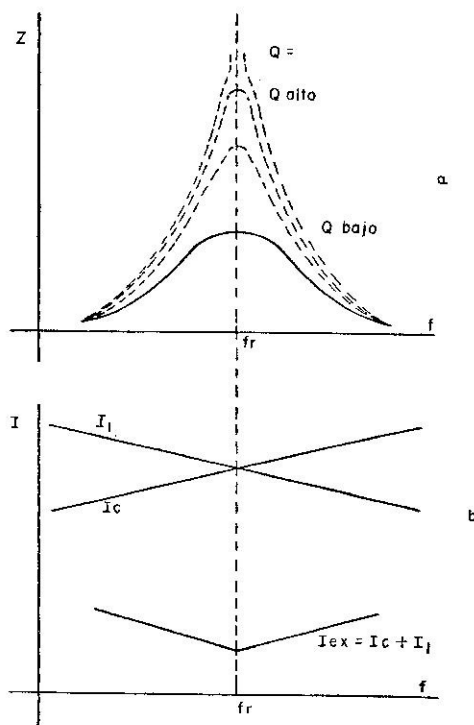


Fig. 5-5.

elevada y no deja apenas pasar corriente por su exterior. Por ello, este circuito también recibe el nombre de *tanque*. Si la frecuencia fuera mayor que la de resonancia habría más corriente por la rama del condensador que por la de la bobina, y en el exterior, la corriente estaría 90° adelantada con respecto a la tensión aplicada. En la figura 5-6 representamos el desfase de la intensidad con la tensión aplicada.

La frecuencia de resonancia viene expresada, lo mismo que en el circuito serie, por la expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}},$$

ya que en ambos casos tenemos resonancia cuando

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

de donde:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

y

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

En ambos casos se supone R despreciable, por lo que esta fórmula sólo es aproximada.

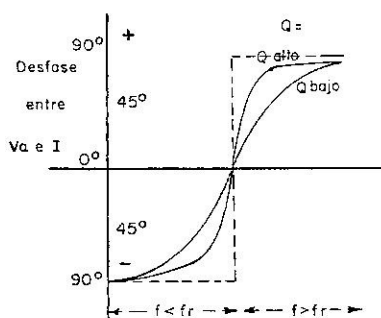


Fig. 5-6.

Para poner el circuito serie y el paralelo en resonancia con la tensión aplicada, variamos L o C , según convenga en cada caso.

Supuesto el circuito paralelo en resonancia, podemos hacer el siguiente análisis: sea V la tensión aplicada a los extremos del circuito y Z_c la impedancia en la rama del condensador, que supuesto no tenga resistencia, será

$$Z_c = X_c = -\frac{j1}{C\omega}.$$

CIRCUITOS RESONANTES

La impedancia en la rama de la bobina Z_L , que sí tiene R , $Z_L = R + jL\omega$. La resonancia del circuito si fuera serie sería $\vec{Z}_S = \vec{Z}_C + \vec{Z}_L$.

En resonancia, el $Q = L\omega/R$. La impedancia total la representaremos por Z :

$$Z = \frac{Z_C \cdot Z_L}{Z_C + Z_L} \quad (1); \quad I_{\text{ext}} = \frac{V}{Z}; \quad I_L = \frac{V}{Z_L} = \frac{V}{R_L + jL\omega}$$

y si

$$R \ll X, \quad I_L = \frac{V}{L\omega}; \quad I_C = \frac{V}{Z_C} = \frac{V}{-j \frac{1}{C\omega}} = -jVC\omega.$$

Si $R \ll X$; $X_L = Z_L$, y $X_C = Z_C$, y como $X_L = X_C$.
(1) nos queda:

$$Z = \frac{Z_C \cdot Z_L}{Z_S} = \frac{Z_L^2}{Z_S} = \frac{L^2 \cdot \omega^2}{R} = \frac{1}{C^2 \omega^2 R} = QL\omega = \frac{Q}{C\omega} = \frac{L}{CR} \quad (2)$$

en (2) obtenemos varias expresiones, todas equivalentes, para hallar la Z de un circuito tanque, *en resonancia*: $X_L = X_C$.

$$I_{\text{ex}} = \frac{V}{Z_r} = \frac{V}{QL\omega}; \quad I_L = \frac{V}{L\omega};$$

luego $I_L = Q \cdot I_{\text{ex}} \quad (3) = I_C = Q \cdot I_{\text{ex}} \quad (3)$.

Las expresiones (3) nos dicen que la I que circula por una rama del C.O. es Q veces la exterior, o sea, Q veces la que entra o sale del circuito (C.O. = circuito oscilante).

La selectividad del circuito tanque podemos calcularla como hicimos en el circuito serie, siendo válido el mismo razonamiento, únicamente basta con cambiar I por Z . Las expresiones fundamentales son $n = f' - fr/fr$.

$$\frac{Z}{Z_r} = \frac{1}{1 + n + jQn \frac{n+2}{n+1}} \quad \text{ó} \quad \frac{1}{\sqrt{(1+n)^2 + Q^2 n^2 \frac{(n+2)^2}{(n+1)^2}}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 n^2}}$$

El Q de un circuito se puede considerar muy bajo cuando éste pierde las condiciones propias. Entonces Q es menor que la unidad.

Suele olvidarse por ser cuestión fácil que en la impedancia en pa-

ralelo *predomina la más baja*; por ello, un circuito tanque en frecuencias bajas tiene impedancia inductiva, ya que la capacitativa es elevada. En frecuencias altas X_L es grande, y, por tanto, la Z del circuito es capacitativa. Repetimos que, aunque es fácil, deberá reflexionarse sobre esto y comprenderlo bien.

Ejemplos:

$$Z_1 = 2 \, \Omega$$

$$Z_2 = 1.000 \, \Omega$$

$$Z = \frac{2 \cdot 1.000}{2 + 1.000} \approx 2 \, \Omega.$$

La I que circula por el exterior es la que pasa por la rama de Z más baja.

Factor «Q». Su variación con la carga del circuito.

El Q de un circuito ha quedado ya claramente explicado. Veremos ahora cómo puede variar con la carga. Supongamos primero que deseamos amortiguar un circuito, es decir, disminuir el Q para ensanchar la banda de paso. De la expresión $Q = L\omega/R$, tenemos que esto puede lograrse sencillamente poniendo una R variable, como en la figura 5-7, a,

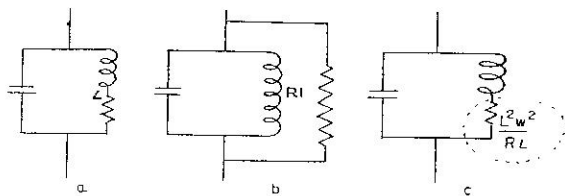


Fig. 5-7.

o bien, poniendo una toma con varias resistencias. No obstante, podemos modificar el Q sin variar para nada los elementos del circuito, poniendo una R en paralelo con dicho circuito (figura b). Esta resistencia puede ser la carga del circuito. La nueva impedancia del circuito con R_L es Z' , y tenemos

$$Z' = \frac{Z \cdot R_L}{Z + R_L} = \frac{\frac{L^2 \omega^2}{R} \cdot R_L}{\frac{L^2 \omega^2}{R} + R_L} = \frac{\frac{L^2 \omega^2 R_L}{R}}{\frac{L^2 \omega^2 + R \cdot R_L}{R}} = \frac{L^2 \omega^2 R_L}{L^2 \omega^2 + R \cdot R_L}$$

CIRCUITOS RESONANTES

Dividiendo numerador y denominador por R_L

$$Z' = \frac{L^2\omega^2}{R + \frac{L^2\omega^2}{R_L}},$$

lo que equivale a poner en serie con R otra

$$R = \frac{L^2\omega^2}{R}$$

y como R aumenta, Q disminuye (fig. c).

$$Q' = \frac{L\omega}{R + \frac{L^2\omega^2}{R_L}},$$

y como

$$R \ll \frac{L^2\omega^2}{R_L}$$

queda

$$Q' = \frac{L\omega}{\frac{L^2\omega^2}{R_L}} = \frac{R_L}{L\omega}$$

CIRCUITOS ACOPLADOS. FILTROS

Circuitos acoplados inductivamente.

Si una corriente recorre una bobina, crea un campo electromagnético. Si la corriente es variable, el campo creado también lo será. También sabemos que si tenemos un circuito cerrado dentro de un campo electromagnético variable se induce en dicho circuito una fuerza electromotriz y circulará por él una corriente. Por tanto, podemos transferir energía de un circuito a otro electromagnéticamente, inductivamente. Los casos más típicos de circuitos electromagnéticos acoplados son los representados en la figura 6-1, *a*, *b* y *c*.

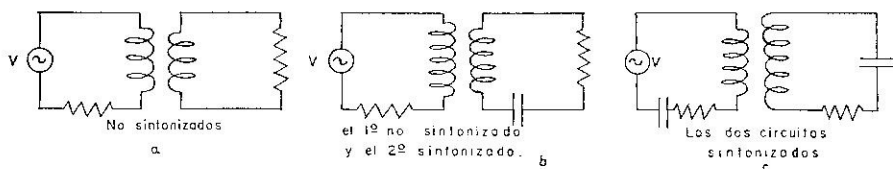


Fig. 6-1.

Para distinguir las magnitudes de los dos circuitos, a uno le llamaremos primario (el que hace de generador), y al otro (al que recibe la energía) le llamaremos secundario. Para el primario utilizaremos el subíndice 1, y para el secundario, el 2.

Quando se colocan dos bobinas, como las de las figuras, de manera que las líneas de flujo producidas por las corrientes de una bobina cortan a la otra, decimos que hay acoplamiento electromagnético, ya que transferimos la energía de un circuito a otro por medios electromagnéticos. La magnitud que relaciona la inducción entre ambos circuitos se llama *inducción* o *inductancia mutua*.

El análisis de dos circuitos acoplados es como sigue:

CIRCUITOS ACOPLADOS. FILTROS.

El primario induce sobre el segundo una tensión expresada por $V_2 = -jM\omega I_1 = I_2 Z_2$ (1). El signo negativo y la notación compleja significan *que la corriente que circula por el primario está adelantada 90° con la tensión del secundario*. La tensión V que aplicamos al primario será $I_1 Z_1$ que cae en Z_1 más el voltaje necesario para contrarrestar el $jM\omega I_2$, que el secundario induce sobre el primario; por tanto:

$$V = I_1 Z_1 + jM\omega I_2, \quad (2)$$

de (1) tenemos

$$I_2 = -j \frac{M\omega I_1}{Z_2},$$

que, llevado a (2), tenemos:

$$V = I_1 Z_1 + jM\omega \frac{-jM\omega I_1}{Z_2} = I_1 Z_1 + \frac{M^2\omega^2 I_1}{Z_2} = I_1 \left(Z_1 + \frac{M^2\omega^2}{Z_2} \right),$$

de donde:

$$I_1 = \frac{V}{Z_1 + \frac{M^2\omega^2}{Z_2}}. \quad (3)$$

I_1 sin el secundario sería igual a V/Z_1 . Al acoplar el secundario, éste induce sobre el primario una corriente en oposición de fase a la que circula por el primario, lo que equivale a introducir sobre el primario una impedancia adicional

$$\frac{M^2\omega^2}{Z_2}$$

como muestra la expresión (3). Esta impedancia recibe el nombre de impedancia reflejada y la señalamos por Z_r . Para hallar las componentes de Z_r tenemos:

$$\begin{aligned} Z_r &= \frac{M^2\omega^2}{Z_2} = \frac{M^2\omega^2}{R_2 + jX_2} = \frac{M^2\omega^2 (R_2 - jX_2)}{(R_2 + jX_2)(R_2 - jX_2)} = \\ &= \frac{M^2\omega^2 R_2 - jM^2\omega^2 X_2}{R^2 + X^2} = \frac{M^2\omega^2 R_2}{Z_2^2} - \frac{jM^2\omega^2 X_2}{Z_2^2} \end{aligned} \quad (4)$$

La parte real de esta expresión es resistiva y se suma directamente

a R_1 ; la parte imaginaria es reactiva. Si es capacitiva, se suma a X_{c1} , si la hay, y se resta de X_{L1} . Si es inductiva, se suma con X_{L1} y se resta de X_{c1} . En uno de los casos más prácticos, que es en transformadores, como el secundario no tiene C , X_2 es inductiva y el signo positivo, luego en la fórmula (4) no cambia el signo y, por tanto, la reactancia reflejada es capacitiva.

Un caso particular muy interesante es el estudio de dos circuitos acoplados si son *circuitos resonantes*.

Sean los circuitos acoplados de la figura 6-2, que están sintonizados a la misma frecuencia y en resonancia con la V aplicada.

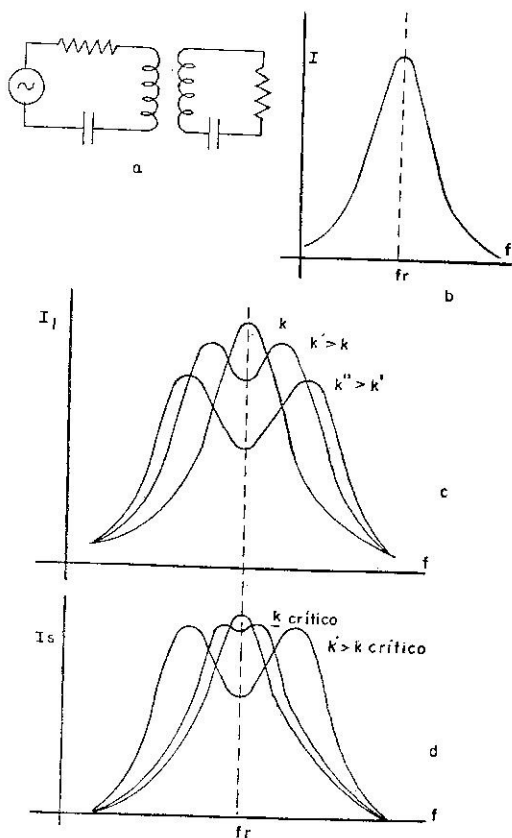


Fig. 6-2.

Si el secundario no estuviera, la curva de I_1 sería la figura b , que es la misma estudiada en el circuito serie. Esto ocurriría con cierta apro-

ximación si el acoplamiento fuera débil. Por el contrario, si vamos aumentando el acoplamiento, la curva del primario se irá ensanchando y nos indica que la corriente en resonancia se ha reducido. En el secundario ocurre que, a medida que es mayor el acoplamiento, la corriente aumenta, si bien llega un momento en que el acoplamiento es tal que I_2 es máxima. Este máximo de I_2 coincide cuando $Z_r = Z_1$. Más adelante hablaremos de este tipo de acoplamiento.

A partir de este momento, si aumentamos el acoplamiento, la I_2 presenta dos máximos en frecuencias levemente inferiores y superiores a la de resonancia. Si vamos aumentando el grado de acoplamiento, las crestas del secundario se irán separando y disminuyen de valor, como se muestra en la figura *d*.

El fenómeno se explica de acuerdo con la expresión (4) de la impedancia reflejada. A f_r , Z_r es resistiva, pero en frecuencias más bajas el secundario refleja reactancia inductiva X_L , y resistiva, R ; X_L contra X_C del primario y obtenemos un máximo de corriente.

En frecuencias mayores que f_r , el secundario refleja impedancia capacitativa X_C , y resistiva X_C anula a X_L del primario, y así obtenemos un máximo de corriente en frecuencias superiores a f_r .

Las dos crestas en la I_2 se explican por lo que ocurre en I_1 , ya que $I_2 = -jM\omega I_1$, luego si I_1 presenta dos máximos, también los presentará I_2 .

Es de la máxima importancia hacer notar que el secundario es un circuito equivalente al de la figura 6-3, y, por tanto, es un circuito serie. El primario normalmente es paralelo. Por tanto, la tensión en C_2 será Q veces $M\omega I_1$, en resonancia, y también la tensión en C_2 será $I_2 \cdot X_{c2}$.

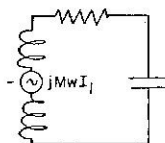


Fig. 6-3.

El análisis de dos circuitos acoplados en resonancia es igual al estudiado de manera general: basta con tener en cuenta que en resonancia:

$$Z_r = \frac{M^2\omega^2}{R_2} = R; \quad X_1 = 0; \quad X_2 = 0;$$

$$Z_1 = R_1,$$

si es serie, o

$$Z_1 = \frac{L^2 \omega^2}{R_1}$$

si es paralelo;

$$Z_2 = R_2;$$

$$I_1 = \frac{V}{R_1 + \frac{M^2 \omega^2}{R_2}}.$$

En C_2

$$VC_2 = I_2 \frac{1}{-jC\omega} = jI_2 L\omega = \frac{M\omega I_1}{R_2} L\omega = M\omega I_1 Q.$$

Para completar este capítulo estudiaremos el acoplamiento *crítico*. El objeto de los circuitos acoplados es transferir energía de un circuito a otro. Si el acoplamiento es débil, el primario apenas induce corriente en el secundario. Si vamos aumentando el acoplamiento, el primario induce más corriente sobre el secundario; ahora bien, a medida que por el secundario circula más corriente, ésta a su vez induce en el primario una corriente que contrarresta la de aquel circuito. Lo hace en forma de Z_r , por lo que llegará un momento *crítico* en que la Z_r sea tal que disminuya I_1 , que a su vez hace disminuir V_2 , y, por tanto, por mucho que aumentemos el acoplamiento a partir del crítico, no conseguiremos ni aumentar V_2 ni I_2 . El valor del acoplamiento lo representaremos por la letra k .

El análisis de dos circuitos en acoplamiento crítico es como sigue:

$$I_2 = \frac{-jM\omega I_1}{Z_2} = \frac{-jM\omega \frac{Z_1 + \frac{V}{M^2 \omega^2}}{Z_2}}{Z_2} = \frac{-jM\omega V}{Z_1 \cdot Z_2 + M^2 \cdot \omega^2}. \quad (5)$$

La fracción (5) tiene el valor máximo cuando los dos sumandos del denominador son iguales: $Z_1 Z_2 = M^2 \omega^2$ (6), luego:

$$I_{2\text{máx}} = \frac{-jM\omega V}{2M^2 \omega^2} = \frac{-jV}{2M\omega} = \frac{-jV}{2 \sqrt{Z_1 Z_2}}. \quad (7)$$

Para I_2 máx, la Z reflejada queda:

$$Z_r = \frac{M^2 \omega^2}{Z_2} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_2} = Z_1, \quad (8)$$

expresión que nos dice que la impedancia reflejada en el acoplamiento óptimo es igual a la del circuito primario. Como el primario hace de generador, y el secundario, de carga, vemos que se cumple lo hablado en la adaptación de impedancias.

En este caso crítico,

$$I_1 = \frac{V}{Z_1 + Z_r} = \frac{V}{2Z_1}.$$

Si estamos con los dos circuitos, en resonancia nos quedaría:

$$(5) \quad I_2 = \frac{-jVM\omega}{R_1 R_2 + M^2 \omega^2} \quad (5'); \quad (6) \quad R_1 R_2 = M^2 \omega^2 \quad (6')$$

$$(7) \quad I_{2\text{máx}} = \frac{-jV}{2M\omega} = \frac{-jV}{2\sqrt{R_1 R_2}} \quad (7'); \quad (8) \quad Z_r = R_1 \quad (8'); \quad (9) \quad I_1 = \frac{V_1}{2R_1} \quad (9')$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \frac{\omega r M}{\omega r \sqrt{L_1 L_2}} \quad \frac{\omega r M}{\sqrt{L_1 L_2 \omega r^2}} \quad \frac{\omega r M}{\sqrt{L_1 \omega r + L_2^2 \omega r}}$$

dividiendo numerador y denominador por $\sqrt{R_1 R_2}$ (ωr simboliza ω en resonancia)

$$k = \frac{\frac{M \omega r}{\sqrt{R_1 R_2}}}{\sqrt{\frac{L_1 \omega r}{R_1} \cdot \frac{L_2 \omega r}{R_2}}} = \frac{\frac{M \omega r}{\sqrt{R_1 R_2}}}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

En el crítico, según (5') $M\omega = \sqrt{R_1 R_2}$, luego

$$k \text{ crítico} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}.$$

Siempre que hay transferencia de energía, conviene expresar ésta de una manera fácil, y se hace en tantos por ciento. La relación entre

la energía transferida al secundario y la que da el generador se llama rendimiento, y lo designaremos con la letra griega η (eta):

$$\eta = \frac{W_2}{W_1 + W_2} = \frac{I_2^2 R_2}{I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2}$$

dividiendo numerador y denominador por I_2^2
 R_2 , nos queda:

$$\eta = \frac{1}{\frac{I_1^2 R_1}{I_2^2 + R_2} + 1},$$

y como

$$I_2 = \frac{-jM\omega I_1}{R_2}; \quad \eta = \frac{1}{\frac{I_1^2 R_1 R_2}{M^2 \omega^2 I_1^2} + 1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1 R_2}{M^2 \omega^2}} \quad (10)$$

Como en el crítico $M^2 \omega^2 = R_1 R_2$ (10), queda

$$\eta = \frac{1}{1 + 1} = 0,5 = 50 \, \%.$$

Si el k es superior al crítico, sabemos que aparecen dos máximos (fig. 6-4) cuyas frecuencias se relacionan con fr y k según

$$f_2 = \frac{fr}{\sqrt{1-k}}; \quad f_1 = \frac{fr}{\sqrt{1+k}}$$

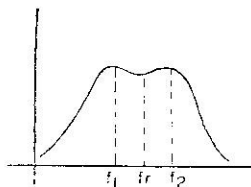


Fig. 6-4.

Transformadores: su aplicación a la adaptación de impedancias.

A veces se trata simplemente de dos circuitos acoplados, caso en el cual basta con aplicar los criterios estudiados en la pregunta ante-

rior para obtener la máxima transferencia de energía a la carga. Esto, a su vez, es lo estudiado en la pregunta de adaptación de impedancias, según la cual tiene que verificarse que la impedancia reflejada tenga una componente reactiva que sumada a las reactancias del generador nos dé cero.

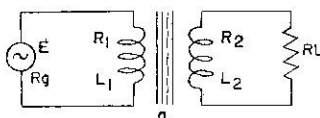


Fig. 6-5.

Sin embargo, al decir simplemente adaptación de impedancias con transformador se refiere a transformador con núcleo de hierro, que tiene N_1 espiras en el primario y N_2 en el secundario, y que adapta una impedancia de carga Z_L a un generador de impedancia Z_g , aunque, en definitiva, son circuitos acoplados, y como tales empezaremos su análisis.

$$I_1 = \frac{E}{Z_1 + \frac{M^2 \omega^2}{Z_2}} = \frac{E}{R_g + jL_1 \omega + \frac{M^2 \omega^2}{RL + jL_2 \omega}}$$

Si $k = 1$ y no hay dispersión magnética $M^2 \omega^2 = \omega^2 L_1 L_2$, ya que $M = \sqrt{L_1 L_2}$, luego. Tomando $R_1 = R_2 = 0$.

$$I_1 = \frac{E}{R_g + \frac{j\omega L_1 RL - \omega^2 L_1 L_2 + M^2 \omega^2}{RL + jL_2 \omega}} = \frac{E}{R_g + \frac{jL_1 \omega RL}{RL + jL_2 \omega}}$$

Como ocurre normalmente que $\omega L_2 \gg RL$ nos queda

$$\frac{E}{R_g + \frac{L_1}{L_2} \cdot RL}$$

Si las bobinas están devanadas de manera que se cumpla la relación

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2}$$

como cuando están devanadas en el mismo soporte y siendo la relación de transformación $a = N_1/N_2$ y

$$a^2 = \frac{R_g}{RL}$$

tenemos que

$$I_1 = \frac{E}{R_g + a^2 RL} \quad (1)$$

luego para el circuito primario tenemos máxima corriente si $R_g = a^2 RL$, de donde $a^2 = R_g/RL$, y

$$a = \sqrt{\frac{R_g}{RL}}$$

El circuito equivalente a (1) es el de la figura 6-6. La conclusión es importante y tenemos la máxima transferencia de energía en las condiciones mencionadas de $R_g = a^2 RL$, lo que equivale a que el generador trabaja en una carga igual a su resistencia.

A esta conclusión podíamos haber llegado partiendo de la expresión del apartado anterior, *resistencia reflejada*: si no hay capacidades, la impedancia reflejada tiene componentes resistiva y reactiva capacitativa. Esta última anula la reactancia de la bobina L_1 , y, por tanto, sólo nos queda una componente resistiva $a^2 RL$, y tendremos, por tanto, adaptación cuando $R_g = a^2 RL$.

Para dibujar el circuito equivalente al secundario, basta con tener en cuenta que

$$I_2 = \frac{-jM\omega E}{Z_1 Z_2 + M^2 \omega^2}$$

y considerar las mismas condiciones anteriores (fig. 6-7).

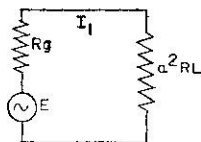


Fig. 6-6.

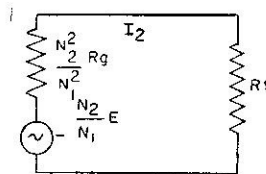


Fig. 6-7.

CIRCUITOS ACOPLADOS. FILTROS.

Los transformadores, además de utilizarse para adaptar impedancias, se utilizan también para elevar la tensión o la intensidad.

Otros métodos de acoplamiento.

Se dice que dos circuitos están acoplados eléctricamente cuando hay transferencia de energía del uno al otro. Hay varias maneras, que pueden reducirse a dos: primera, forma directa por medio de un elemento conductor; segunda, por inducción electromagnética.

La segunda forma de acoplamiento ya está ampliamente estudiada. Ahora estudiaremos algunos circuitos útiles en radio *acoplados por un elemento común*. Los casos más típicos se muestran en la figura 6-8.

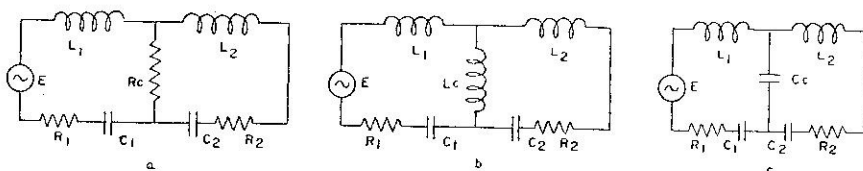


Fig. 6-8.

El acoplamiento entre el circuito primario y secundario se hace directamente y en los tres casos hay un elemento común.

En estos circuitos hay que tener en cuenta que el primario, en el que está el generador, transfiere al secundario una energía, y, a su vez, el secundario modifica las condiciones del primario, siendo éstas diferentes a como serían si estuviera solo.

La magnitud que nos mide el grado de acoplamiento entre estos circuitos se llama coeficiente de acoplamiento. El valor del coeficiente de acoplamiento podemos definirlo como sigue, siendo válida esta definición no sólo para los casos tratados aquí, sino para cualquier tipo de acoplamiento que tenga una impedancia común. *En todos los circuitos acoplados con impedancia común, el coeficiente de acoplamiento es igual a la relación entre la impedancia común y la raíz cuadrada del producto de las impedancias totales de igual naturaleza que la común y presentes en cada uno de los circuitos.*

Por tanto, el coeficiente de acoplamiento de las figuras anteriores podemos expresarlo por las fórmulas:

$$k = \frac{R_c}{\sqrt{(R_1 + R_c)(R_2 + R_c)}}; \quad k = \frac{X_{Lc}}{\sqrt{(X_{L1} + X_{Lc})(X_{L2} + X_{Lc})}}$$

$$k = \frac{X_{Cc}}{\sqrt{\frac{X_{C_1} X_{Cc}}{X_{C_1} + X_{Cc}} \cdot \frac{X_{C_2} X_{Cc}}{X_{C_2} + X_{Cc}}}}$$

Nota.—Para el cálculo de estos circuitos podemos utilizar las expresiones estudiadas en el acoplamiento inductivo, suponiendo un circuito equivalente como el de la figura 6-9. En este caso, para resolverlo

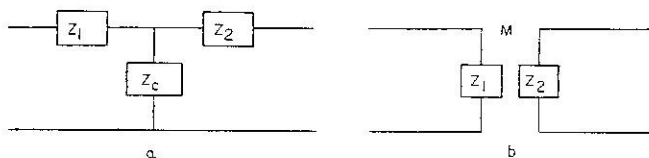


Fig. 6-9.

basta con conocer Z_1 , Z_2 y M . Para ello seguimos las siguientes reglas: 1.^a La impedancia Z_1 del primario del circuito equivalente es la que se mediría en los terminales del verdadero primario, estando abierto el secundario. 2.^a La impedancia Z_2 del circuito equivalente es la que se mediría en el circuito secundario real, estando abierto el primario y también el secundario. 3.^a La impedancia mutua M del circuito equivalente se halla suponiendo que circula una corriente I_1 y se induce en el secundario una tensión $-jM\omega L_1$; por tanto, basta con despejar M . En este caso M no representa una inductancia, por lo que habrá que aceptarla con el signo que nos dé, ya que su significado es sólo matemático.

Por lo demás, utilizaremos para el cálculo de estos circuitos las expresiones deducidas en el acoplamiento electromagnético.

Filtros. Su objeto. Filtros básicos. Paso alto, paso bajo, paso de banda y eliminación de banda.

La definición y objeto de los filtros quedan realmente explicados por su nombre. Es normal que nos interesen unas frecuencias y, en cambio, no nos interesen otras. En estos casos, tenemos que procurar que los circuitos dejen pasar las frecuencias convenientes e interrumpan las que nos perturban.

Se llama banda de frecuencias a una serie de frecuencias consecutivas. Será más ancha cuantas más frecuencias la componen; estrecha, cuanto menos frecuencias tenga. Por ejemplo, en el circuito acoplado

electromagnéticamente podemos observar cómo una serie de frecuencias, a ambos lados de la resonancia, pasan bien, es decir, con bastante intensidad; en cambio, cuando nos alejamos demasiado de la frecuencia de resonancia, la intensidad se va a cero, lo que significa que esas frecuencias ya no pasan por el circuito.

En el caso concreto de los circuitos acoplados vemos que tenía gran influencia en el ensanche de la curva el coeficiente de acoplamiento; luego podemos dar un acoplamiento adecuado para el paso de ciertas frecuencias. Normalmente, no nos interesa que en los extremos de la banda que pasa el valor caiga por debajo del 70 por 100,

Recordemos también que en un circuito, variando el Q podemos aumentar o disminuir el ancho de banda.

Esta pregunta es tan general que no puede contestarse con detalle, ya que hay muchos tipos de filtros que se estudian en el capítulo correspondiente, aunque su objeto siempre es el mismo. Es un dispositivo que presenta alta impedancia a las frecuencias no deseadas, atenuándolas y, en cambio, ofrece baja impedancia a las frecuencias deseadas.

Como pasan por el filtro varias frecuencias, una banda, se llama de «paso de banda». El filtro, sin embargo, es imperfecto y produce pérdidas en todas las frecuencias que pasan. La calidad del filtro lo da la atenuación que sufren las distintas frecuencias.

El filtro se llama de paso alto cuando pasan las frecuencias altas. De paso bajo, cuando pasan las bajas.

En general, los filtros están compuestos de elementos reactivos, ya que en las resistencias habría pérdidas. A lo largo de este libro se estudiarán varios tipos de filtros.

Modernamente, tienen gran importancia los filtros mecánicos, sobre todo en los sistemas de banda lateral. Se estudiarán en su momento.

CAPITULO VII

LINEAS DE TRANSMISION DE RADIOFRECUENCIA

Objeto de las líneas de transmisión. Líneas aperiódicas y sintonizadas.

Una línea de transmisión es un dispositivo que, entre otras muchas funciones, una es la de transferir energía de un medio a otro distinto. Entre las aplicaciones más importantes de una línea de transmisión podemos citar, como adaptadora de impedancias, como elemento de un circuito serie o paralelo, como aislador metálico, como inversor de fase, como controlador de frecuencia de un oscilador, como transformador, etc.

Antes de entrar de lleno, diremos algunas generalidades que nos ayudarán a estudiar mejor este capítulo.

Si tenemos una línea como la de la figura 7-1, a la que aplicamos una diferencia de potencial alterno entre sus dos hilos, hay que tener presente que los efectos de esta tensión tardarán algún tiempo, por pequeño que sea, en llegar al otro extremo de la línea, por corta que ésta sea. También tendremos en cuenta que en cualquier parte de la línea la corriente y la tensión se encuentran en fase.



Fig. 7-1.

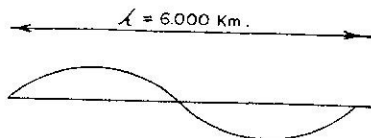


Fig. 7-2.

Que la longitud de una línea no sólo hay que considerarla físicamente, sino eléctricamente, y con respecto a esta última, la longitud de la línea no depende solamente de la longitud de los hilos, sino de la longitud de onda aplicada. Por ejemplo, si tenemos una línea eléc-

trica de 600 Km y la frecuencia de la tensión o corriente es de 50 c/s, tenemos (fig. 7-2):

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{50} = 6 \cdot 10^6 \text{ m.} = 6.000 \text{ Km.}$$

por tanto, dicha línea es corta en ese caso.

Si, por ejemplo, utilizamos la línea para radar en frecuencias de 10.000 Mc/s $\lambda = 0,03 \text{ m}$, tendríamos una línea realmente grande, larga. Incluso en radar sería larga una línea de unos cuantos cm.

Nos interesa precisamente la longitud de la línea con respecto a la longitud de onda de la tensión aplicada, y según esto diremos que la línea es eléctricamente larga o corta. Este concepto es importante.

Las constantes más importantes de una línea de transmisión son: su autoinducción, L ; su capacidad, C , y su resistencia, R . Tanto la resistencia óhmica como la de pérdidas. Como consecuencia de estas constantes tenemos su impedancia. Cada línea de transmisión tiene una *impedancia característica* correspondiente, que representaremos por Z_0 .

La autoinducción L es debida a que por la línea circulan corrientes variables; por tanto, éstas crearán campos magnéticos variables. La capacidad C es debida a que entre ambos hilos hay una diferencia de potencial y, como están aislados, equivalen a un condensador. La resistencia es debida a las características físicas de la línea.

La autoinducción L aumenta a medida que separamos más los hilos. La capacidad C disminuye cuando separamos los hilos, ya que equivale a aumentar el espesor del dieléctrico. Según lo expresado, podemos representar una línea de transmisión por la figura 7-3. Despreciando la resistencia de pérdidas, podemos dibujar la figura 7-3, b. Según

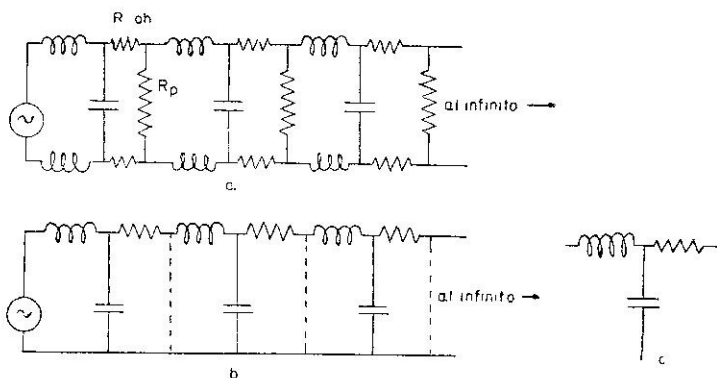


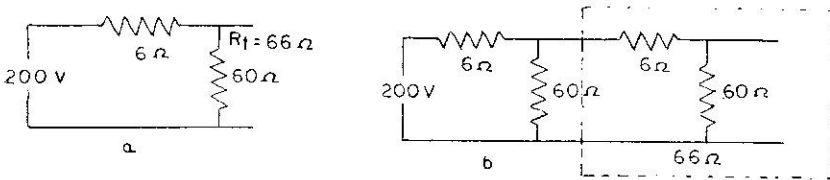
Fig. 7-3.

esta figura, que representa una línea de transmisión, podemos considerarla como formada por infinitos segmentos de la forma de la figura 7-3, c.

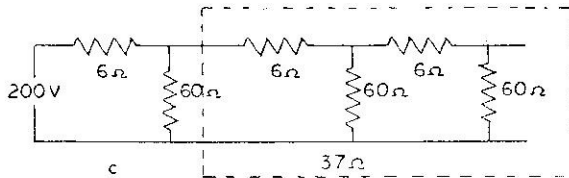
En cuanto a la pregunta líneas aperiódicas y sintonizadas, se contestará en las cuestiones siguientes. De momento, diremos que se llaman líneas aperiódicas cuando toda la energía la recibe la carga, o sea, no hay reflexión, y líneas sintonizadas, cuando hay energía reflejada. Repetimos que esto se estudia en las preguntas siguientes.

Impedancia característica.

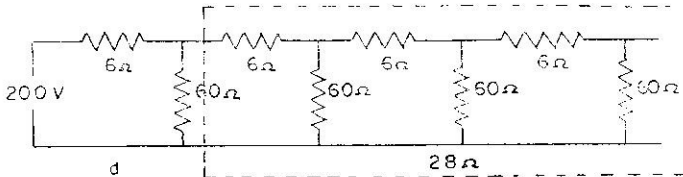
Vamos a estudiar una serie de circuitos a los que aplicamos la ley de Ohm. En ellos hay resistencia pura y se supone que la tensión aplicada es continua (fig. 7-4).



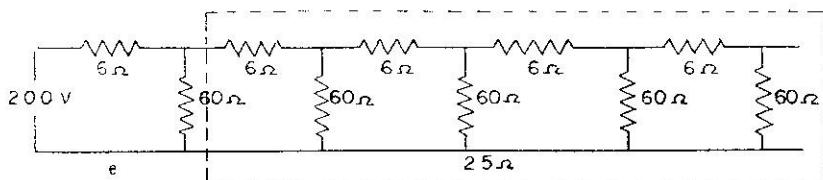
$$R_t = 6 + \frac{66 \cdot 60}{66 + 60} = 6 + 31 = 37 \Omega$$



$$R_t = 6 + \frac{60 \cdot 37}{60 + 37} = 6 + 22 = 28 \Omega$$



$$R_t = 6 + \frac{60 \cdot 28}{60 + 28} = 25 \Omega$$



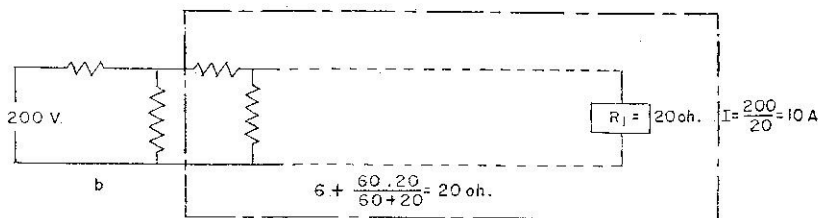
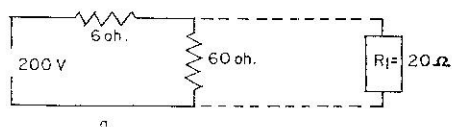
$$R_t = 6 + \frac{25 \cdot 60}{25 + 60} = 23 \Omega$$

Fig. 7-4.

Observamos que, al añadir un segmento al primero, la R_t ha disminuido de 66 a 37 Ω . En el segundo aumento ha disminuido de 37 a 28 Ω . En el tercero, de 28 a 25 Ω ; en el cuarto, de 25 a 23 Ω , se rebaja menos la resistencia total, es decir, que llega un momento que, por muchos segmentos que añadamos, la resistencia total no se puede rebajar más. En el ejemplo podemos decir que $R_t = 20 \Omega$, sería la resistencia característica de esta línea, luego $I = 200/20 = 10 \text{ A}$.

Así las cosas, si cortamos la línea por cualquier parte, desde el corte hasta el infinito tendremos siempre los 20 ohmios. Por tanto, podemos sustituir la línea por una resistencia de 20 Ω (fig. 7-5).

Este ejemplo ha sido sólo con resistencias y supuesta la tensión continua. Pero se comprende que en nada varía el estudio si la tensión



$$I = \frac{200}{6 + \frac{60 \cdot 20}{60 + 20}} \approx 10 \text{ A}$$

Fig. 7-5.

aplicada es de R.F. y que la línea tiene L y C , en cuyo caso, en lugar de R_t hallaríamos la Z_t , impedancia total de la línea, que, como hemos dicho antes, la representamos por Z_o , impedancia característica de la línea. Al decir impedancia característica queremos hacer notar que la magnitud que más caracteriza a una línea es su impedancia.

Valores típicos de líneas bifilares y cables coaxiales de uso común.

Valores muy corrientes son los comprendidos entre los 50 y 60 Ω . Si bien, como veremos en preguntas que siguen, podemos conseguir infinitos valores. Por ejemplo, es corriente la resistencia de un dipolo doblado como los que se emplean en las antenas de televisión de 300 Ω . El dipolo sin doblar puede tener 73 Ω . Por ello, el cable que se utiliza desde dichas antenas a los receptores son conductores de cobre cubiertos de polietileno de una impedancia característica de 300 Ω . También se pueden fabricar, con parecido sistema, líneas de $Z_o = 150 \Omega$.

La Z_o de los cables *coaxiales* suele ser de $Z_o = 50 \Omega$ y $Z_o = 70 \Omega$.

También se construye línea doble apantallada de impedancias típicas $Z_o = 100 \Omega$, $Z_o = 90 \Omega$ y $Z_o = 70 \Omega$.

La impedancia de la línea, como es lógico, dependerá del uso a que se destine.

Línea terminada en su impedancia característica. Onda progresiva.

La pregunta que sigue completará el significado de ésta. De momento diremos que cuando una línea de transmisión termina en una carga igual a su impedancia característica, se obtiene la máxima transferencia de energía. Es ésta una de las muchas aplicaciones de las líneas de transmisión. Cuando deseamos transferir energía a través de una línea de transmisión, del generador a un receptor, obtenemos los mejores resultados de transferencia si Z_o de la línea es igual a la Z del receptor. La onda que va del generador a la carga se llama onda progresiva.

Ondas directa y reflejada.

El análisis de una línea de transmisión cualquiera demuestra que existen una componente de tensión y otra de intensidad, que van del generador a la carga, y otras componentes de tensión y corriente, que van de la carga al generador. Las ondas que van del generador a la carga

se llaman directas, y las que van de la carga al generador se llaman reflejadas. Aunque el análisis sale fuera de estos propósitos, los fenómenos físicos que tienen lugar sí podemos comprenderlos.

Supongamos que conectamos un generador a una línea infinita, ¿qué ocurrirá? Que poco a poco la energía suministrada por el generador se irá amortiguando, y como la línea tiene una longitud infinita, toda la energía que dé el generador la absorberá la línea, la consumirá.

Ahora bien, podemos hacer una línea equivalente a una infinita, con sólo conectar una impedancia de carga igual a la impedancia característica de la línea infinita, a un segmento de ella o a varios, o simplemente al generador. En este caso, que mostramos en la figura 7-6, la energía que da el generador es absorbida por la carga equivalente a una línea infinita. Entonces sólo hay ondas directas. A este tipo de línea se le llama *plana* o *no resonante*, o *aperiódica*.

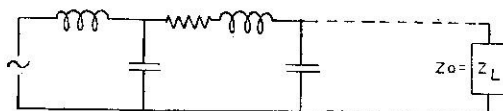


Fig. 7-6.

Si Z_0 no fuera igual a la carga Z_L , toda la energía que sale del generador no es absorbida por la carga; por tanto, suponiendo que las pérdidas por efecto Joule y por radiación sean despreciables, al llegar la energía a Z_L , parte la absorbe la carga y parte la devuelve al generador. A estas ondas que vuelven hacia el generador se las llama reflejadas. La reflexión será tanto mayor cuanto mayor sea la diferencia entre Z_L y Z_0 . En este caso, la línea se llama *resonante*, y más adelante la estudiaremos.

Ondas estacionarias.

Hemos dicho antes que cuando $Z_L \neq Z_0$, había reflexión, y que ésta era mayor cuanto más diferentes eran Z_L y Z_0 ; por tanto, los casos más extremos serán cuando $Z_L = 0$, ó $Z_L = \infty$.

$Z_L = \infty$ significa que la línea está abierta. Es evidente que en estas condiciones la intensidad en el extremo abierto de la línea será cero y la tensión será máxima. En este caso concreto, por ser Z_L completamente diferente de Z_0 , la energía no se absorbe en la carga y es reflejada hacia el generador, y, por tanto, podemos dibujar las curvas de corriente y tensión en la figura 7-7, que corresponde a una línea abierta

en su extremo. Lo hacemos sólo en el hilo superior, pero ocurre lo mismo en el inferior. Según este fenómeno, tenemos un desfase de 90° de la corriente con la tensión. En estas condiciones tenemos un tren de ondas que va del generador a la carga, y otro que va de la carga al generador.

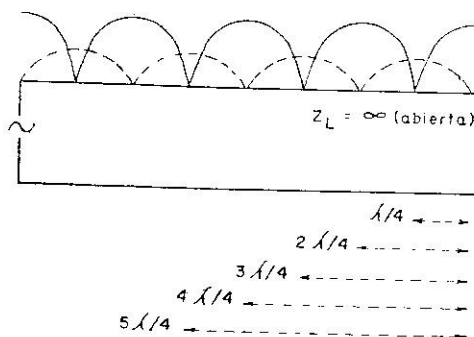


Fig. 7-7.

El primero es incidente, y el segundo, reflejado. A las ondas resultantes de ambos trenes se las llama ondas *estacionarias*. Por tanto, las ondas estacionarias crean unas componentes de tensión y corriente desfasadas en $\lambda/4$ ó 90° , cuyos máximos y mínimos *siempre* aparecen en los mismos puntos de la línea y, por ello, se llaman ondas estacionarias.

Si $Z_L = 0$ tenemos el otro caso extremo de la máxima diferencia con Z_0 , luego la carga no absorbe energía y la devuelve al generador. El extremo de la línea está en cortocircuito (fig. 7-8). Para representar las

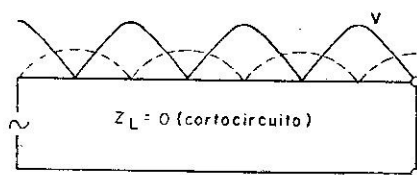


Fig. 7-8.

curvas de tensión e intensidad empezamos por la carga. En este caso, y al estar el extremo en cortocircuito, tiene que ser la tensión cero y la intensidad máxima.

Estas ondas estacionarias se forman porque las ondas que van del generador a la carga y las que van de la carga al generador, a veces, se suman y obtenemos magnitudes máximas, y otras, se restan, con lo que obtenemos magnitudes mínimas.

Esto se verifica cada 180° ; por ello tenemos máximos y mínimos repetidos cada 180° ó $\lambda/2$. Estas condiciones se mantienen una vez establecido el fenómeno. Experimentalmente es muy fácil probar esto, pues basta con poner voltímetros y amperímetros cada 90° ó $\lambda/4$. Veremos que, mientras un voltímetro y amperímetro marcan máximos, sus vecinos marcan mínimos.

Repetimos que cuando $Z_L = Z_0$ no hay reflexión y, por tanto, no hay ondas estacionarias. O sea, en una línea plana, aperiódica o no resonante, no hay ondas estacionarias.

Líneas terminadas en circuito abierto. En cortocircuito. Resistencia pura. Carga reactiva.

Cuando Z_0 de una línea es diferente de Z_L , hemos dicho que la línea se llama resonante y aparecen en ella ondas estacionarias.

Veremos que, según la longitud física de la línea, ésta tiene características de un circuito resonante, serie o paralelo, según la longitud, y en tales casos opone una gran resistencia al paso de la corriente cuando equivale al circuito paralelo, o a una pequeña resistencia cuando equivale al circuito serie. Otras veces presenta impedancia reactiva, bien inductiva o capacitativa.

Las conclusiones son fáciles de determinar y se deducen por sí solas con dibujar las curvas características de tensión y corriente, ya que tenemos que $Z = V/I$, luego estudiando los gráficos deducimos la impedancia.

Vamos a dibujar en la página siguiente (fig. 7-9) los dos casos extremos: línea terminada en circuito abierto y en cortocircuito. Para estudiar las líneas, repetimos, empezamos la carga.

Importante: para mirar la impedancia que presenta la línea en un punto miramos desde dicho punto hacia la carga, o sea, para mirar impedancias lo hacemos desde el generador a la carga.

Si observamos las dos figuras anteriores, podemos escribir que, en una línea abierta, en todos los puntos múltiplos impares de un cuarto de longitud de onda (siempre empezando por la carga) tenemos I máxima, V mínima y Z mínima. Si la línea es cerrada, en dichos múltiplos impares $1\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$..., tenemos I mínima, impedancia máxima y voltaje máximo.

En los múltiplos de media longitud de onda $2\lambda/4$, $4\lambda/4$, $6\lambda/4$... En la línea abierta tenemos $I = 0$, V_{\max} y Z_{\max} . En la línea cerrada, I_{\max} , $V = 0$ y $Z = 0$.

En general, en las líneas en cortocircuito, como en las abiertas, la línea puede actuar como circuito capacitativo, como inductivo, como circuito serie y como circuito paralelo. Esto depende de la longitud

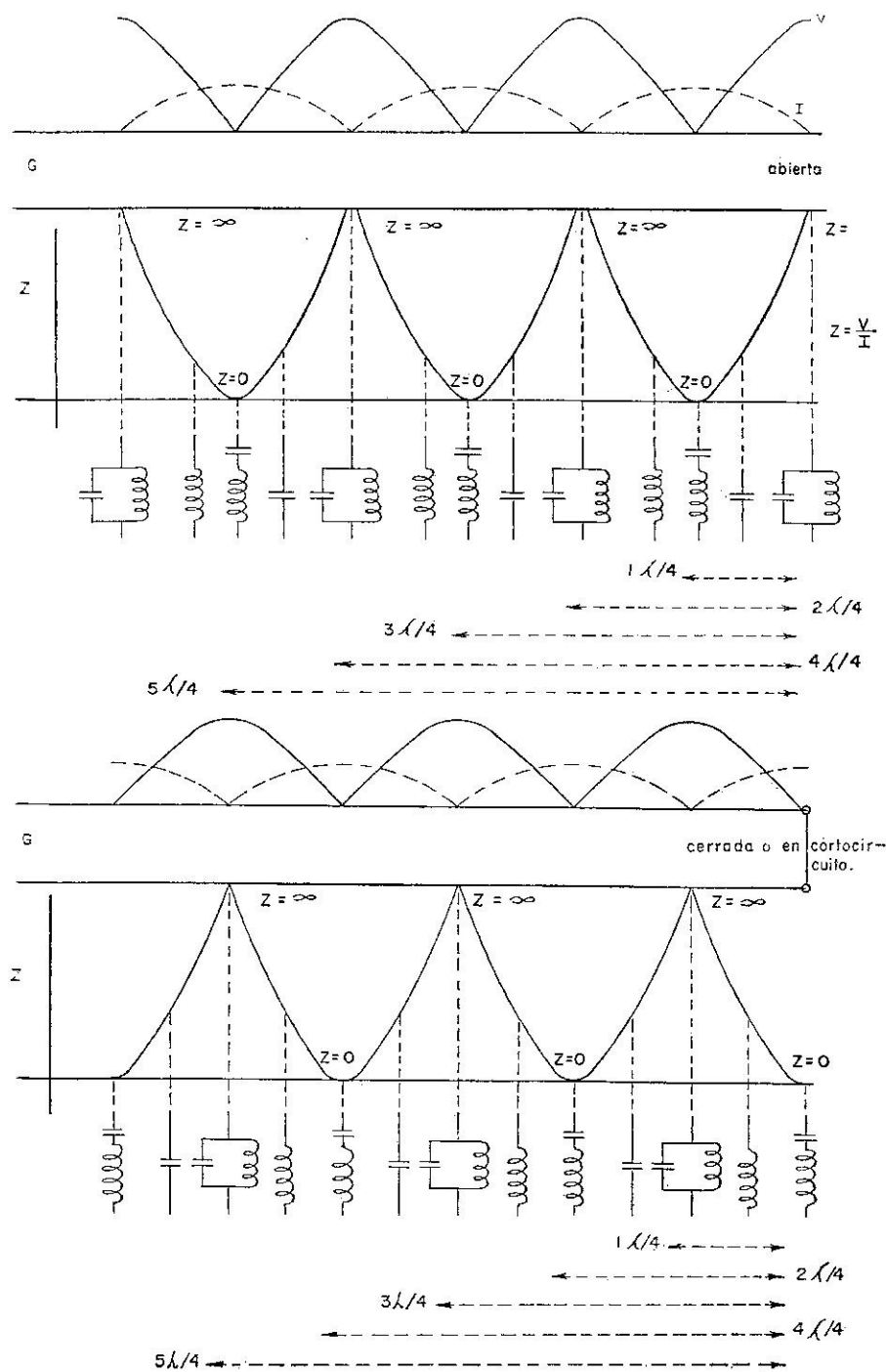


Fig. 7-9.

que tenga la línea con respecto a la longitud de onda. En cualquier caso, y cualquiera que sea la longitud de la línea, si $Z_L = Z_0$ se pierden todas las características resonantes.

Coefficiente de reflexión.

Se define así la relación vectorial entre la tensión reflejada y la incidente:

$$r = \frac{E \text{ reflejada}}{E \text{ incidente}}$$

Esta expresión no nos dice mucho, pero si expresamos el coeficiente por otra equivalente, que no deducimos aquí, tenemos:

$$r = \frac{\frac{Z_L}{Z_0} - 1}{\frac{Z_L}{Z_0} + 1},$$

expresión que está de acuerdo con lo estudiado en las dos figuras anteriores.

Relación de ondas estacionarias.

Se llama así a la relación que existe en cualquier parte de la línea entre la onda incidente y la reflejada, y se define como la relación entre dos casos extremos cuando la onda estacionaria tiene valor máximo. $E_{\text{máx}}$, y cuando lo tiene mínimo, $E_{\text{mín}}$.

$$(ROE) \text{ Relación de onda estacionaria} = \frac{E_{\text{máx}}}{E_{\text{mín}}}$$

Hacemos notar que $E_{\text{máx}}$ no es doble de los valores máximos de la onda incidente y reflejada, ni tampoco $E_{\text{mín}}$ es cero, ya que en las proximidades del generador la onda incidente tiene mayor magnitud que al llegar a la carga, pues siempre hay pérdidas. Lo mismo ocurre con la onda reflejada, que tiene menos valor cuando se aproxima al generador que cuando dejó la carga.

Pérdidas en las líneas de transmisión: atenuación.

La corriente eléctrica en las líneas de transmisión está originada por el desplazamiento de un campo electromagnético a lo largo de la línea. Este campo electromagnético se inicia por la energía de la tensión aplicada a la línea, pero ocurre que en el desplazamiento, parte del campo se radia al exterior y no es recuperado por la línea. Estas pérdidas en líneas de dos hilos paralelos y R. F. son muy considerables y, por tanto, las señales que entran en la línea tienen gran atenuación cuando llegan a la carga, hasta el punto que estas líneas en R. F. no tienen apenas utilidad para transferir energía.

Para evitar pérdidas se utilizan cables coaxiales que van muy bien para R. F. No obstante, cuando las frecuencias son muy elevadas, utilizamos las guías de ondas para conducir energía. Más tarde se estudiarán estos dispositivos.

Necesidad de adaptación de impedancias entre la línea y la carga; métodos más corrientes de adaptación.

La necesidad de adaptación ya se ha estudiado en las preguntas anteriores; por ello ahora hablaremos de los métodos.

Ya sabemos que cuando la impedancia de carga no está adaptada a la línea tenemos ondas estacionarias, con las consiguientes pérdidas, ya que la carga, en lugar de absorber toda la energía, refleja parte. Cuando la carga es resistiva, la adaptación resulta fácil, pues basta que $Z_L = Z_0$.

Cuando esto no es así, sino que la carga tiene componentes resistiva y reactiva, el problema es más complejo. También puede ocurrir que en una determinada frecuencia la línea tenga una $Z_0 = Z_L$, pero, en cambio, presente reactancias inductiva o capacitativa en otras frecuencias.

Estas cosas, no obstante, pueden resolverse, pues ya hemos visto antes cómo se puede hacer que una línea presente impedancia inductiva, capacitativa, etc., según sea la longitud de onda con respecto a la longitud de la línea.

Veamos un ejemplo en el que la carga tiene una componente capacitativa (fig. 7-10). Para neutralizar este efecto derivamos un segmento de la línea que presente una reactancia inductiva. Esto se puede hacer con un segmento en $\lambda/4$ cerrado con una barra corrediza, que podemos deslizar hasta conseguir una L que anule a C .

Si deseáramos transferir energía de un generador de alta Z_g a una carga de baja Z_L , podemos solucionarlo con un dispositivo como el

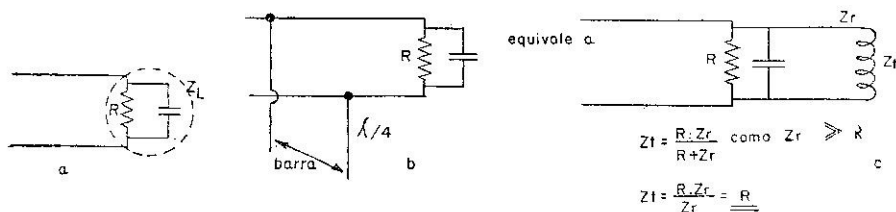


Fig. 7-10.

de esta figura, por medio de una línea cerrada en $\lambda/4$ (fig. 7-11), en cuyo caso esta línea presenta en los puntos A y B un circuito resonante paralelo con gran Z , como la del generador. La varilla CD es deslizable, y así se obtiene una adaptación perfecta. Recordamos que si la línea fuera un poco mayor que $\lambda/4$, presentaría impedancia capacitativa, y si fuera menor, inductiva.

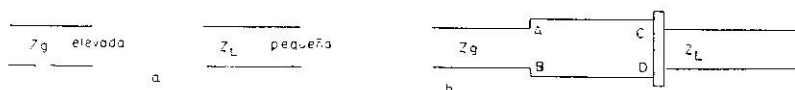


Fig. 7-11.

Es muy interesante la relación numérica para la adaptación de impedancias por una línea en $\lambda/4$ abierta y de Z_o , que tiene por entrada una Z_g y a su salida una Z_L . La expresión que liga estas tres magnitudes es:

$$Z_o = \sqrt{Z_g \cdot Z_L}.$$

Esta expresión nos permite el cálculo para adaptar dos líneas de impedancias características diferentes (fig. 7-12).

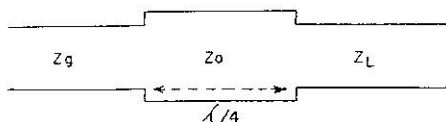


Fig. 7-12.

Por ejemplo, si tenemos una $Z_g = 400 \, \Omega$, y una $Z_L = 500 \, \Omega$, línea en $\lambda/4$ de

$$Z_o = \sqrt{400 \cdot 500} = 100 \sqrt{20} \, \Omega.$$

Líneas equilibradas y desequilibradas.

Se da este nombre a las líneas según la relación de tensión e impedancia de los conductores respecto a tierra. Así, una línea coaxil es desequilibrada respecto a tierra, pues ya sabemos que el cable exterior va unido a tierra, por lo que con tierra no tiene diferencia de potencial. El conductor interior, por el contrario, interesa que esté muy aislado entre este hilo y tierra. Si medimos la resistencia o impedancia de este cable con tierra, veremos que es muy elevada, y lo será mayor cuanto mayor sea su aislamiento.

En cambio, si tomamos una línea de dos hilos, completamente aislados de tierra, ambos conductores presentarán la misma impedancia y la misma diferencia de potencial respecto a tierra. Esta línea decimos que está equilibrada con respecto a tierra.

Como se comprende, no se puede unir directamente una línea equilibrada con otra desequilibrada, pues supondría unir un conductor directamente a tierra.

La unión de dichas líneas puede hacerse valiéndose de las propiedades de una línea de longitud $\lambda/4$, dispositivo que opera como un *transformador simétrico-asimétrico* y nos sirve para equilibrar circuitos de diferentes impedancias.

En la figura 7-13 se muestra un ejemplo típico. Uno de los hilos de

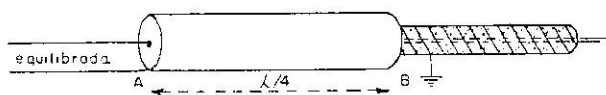


Fig. 7-13.

la línea lo unimos al hilo aislado del cable coaxial a través de $\lambda/4$, con lo que no hay ningún problema, y seguirá presentando una gran Z respecto a tierra. El otro lo unimos a la línea en $\lambda/4$, que está en cortocircuito, y unida a tierra por B , luego en A , que es donde unimos el otro hilo de la línea, tendremos una gran impedancia respecto a tierra, con lo que tenemos el problema resuelto.

El circuito equivalente se muestra en la figura 7-14.

Otro ejemplo práctico lo tenemos cuando necesitamos aplicar a la rejilla de una válvula una línea de poca impedancia, pero que, por ir aplicada a la rejilla, sería conveniente de mucha impedancia, pues el circuito rejilla-cátodo presenta gran resistencia. Por tanto, en este caso tenemos que transformar una pequeña Z en una gran Z , o sea, adaptar una baja Z a una alta. Para ello utilizamos el circuito de la figura 7-15

y su equivalente. Luego, mirando desde A B , que está en la rejilla, la línea $\lambda/4$, presenta alta Z , que es lo que necesitábamos.

Realmente éste es un caso más de la adaptación de impedancias y podíamos haberlo estudiado entonces.

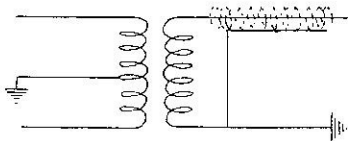


Fig. 7-14.

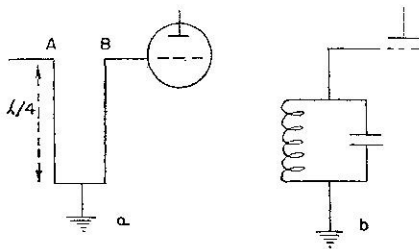


Fig. 7-15.

Discontinuidad en las líneas.

Las principales causas de discontinuidad en las líneas son originadas por los elementos que actúan sobre ellas sin que sean parte integrante de las mismas. Esto ocurre con los aisladores, los codos, las juntas, etc., que son extraños a las líneas, si bien no pueden evitarse.

En las discontinuidades se alteran los campos y se producen reflexiones perjudiciales, que dan lugar a pérdidas.

Esto, sin embargo, se puede solucionar conociendo las discontinuidades. Una de las maneras es introducir otras que anulen a las primeras.

* * *

Como complemento a lo estudiado en las líneas anteriores diremos lo siguiente: Los electrones no se mueven por las líneas con la velocidad de 300.000 km. por segundo. Quien se mueve a esa velocidad es el campo electromagnético.

Si suponemos una línea como la de la figura 7-16 y le aplicamos una tensión de R. F. de $\lambda = 3$ cm, como la utilizada en radar, tenemos



Fig. 7-16.

que de t a t' el conductor A es más positivo que el B , luego los electrones se moverán según la flecha continua, pero de t' a tt'' , A es más negativo que B , luego los electrones se mueven según la flecha de puntos. Es decir, los electrones nunca llegarán a la carga. Más tarde, en el capítulo de válvulas, se estudiará el tiempo de tránsito. Por tanto, los electrones no se mueven a la velocidad de 300.000 km/s.

Si tenemos un circuito oscilante (fig. 7-17) con el condensador cargado y bajamos el interruptor, los electrones pasarán de A a B hasta que ambas placas queden equilibradas, pero ocurre que, cuando están equilibradas, la bobina cede la energía que había almacenado al paso de los electrones, y la cede ahora aumentando los electrones de B (recordar la ley de Lenz), como en la figura b , así el condensador vuelve a almacenar energía electrostática y de nuevo empieza a descargarse,

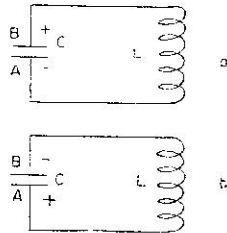


Fig. 7-17.

y los electrones ahora van de B a A ; pero, al paso de los electrones, la bobina almacena energía en forma magnética, que se la cede al condensador cuando éste se descarga. Resumiendo, el condensador es un almacén de energía electrostática, y la bobina, un almacén de energía magnética, y que puestos ambos en contacto y supuesto el condensador cargado, se van cediendo mutuamente e ininterrumpidamente sus energías.

Un fenómeno similar tiene lugar en las líneas. Aplicamos una tensión V , energía electrostática, campo eléctrico, que en sus variaciones crea un campo magnético. Cuando V se hace cero, la energía magnética que había creado el campo magnético induce en la línea una tensión, un campo eléctrico. Esta tensión de nuevo crea un campo magnético que, a su vez, creará un campo eléctrico. Ambos campos, campo electromagnético, es el que se desplaza por la línea a 300.000 km/s.

Si en lugar de desplazarse por la línea lo hace por el universo, se llama «ondas hertzianas».

CAPITULO VIII

GUIAS DE ONDAS. CAVIDADES RESONANTES.

Este capítulo no está en el programa de radiotecnica, pero, en cambio, viene en el programa de sistemas. Sin embargo, lo colocamos aquí porque estudiamos la guía de ondas a partir de la línea de transmisión y, por ello, creemos que para el alumno será más fácil de comprenderlo ahora con las ideas de líneas recientes.

Guías de ondas.

Son dispositivos para transportar energía con gran rendimiento en las frecuencias muy elevadas. Estos dispositivos son simples tubos huecos, de sección rectangular o circular. Además de utilizarlos para el transporte de energía se usan para otros muchos fines, como veremos más adelante.

Las guías de onda pueden considerarse como una línea de transmisión, pero mucho más perfecta; por ello, se utiliza para los mismos fines. Su estudio puede hacerse a partir de las líneas de transmisión, y así lo haremos, ya que nos resultará más familiar.

Las guías de onda van cerradas por ambos extremos, es decir, por donde se conecta el generador y la carga. Por ello, vamos a considerar la línea en cortocircuito o cerrada. En dichos extremos tendremos tensión cero.

Recordando, una línea en $\lambda/4$ cerrada equivalía a un circuito tanque; por tanto, si colocamos un segmento de longitud $\lambda/4$, a una línea, este segmento hará de aislante a pesar de ser metálico.

En la figura 8-1 mostramos esto. En la segunda, ponemos los dos segmentos en prolongación.

Según esto, si tenemos un tubo metálico, de sección rectangular, podemos considerarlo como formado por infinitos segmentos o, mejor dicho, por infinitas secciones rectangulares, siendo el *lado mayor del*

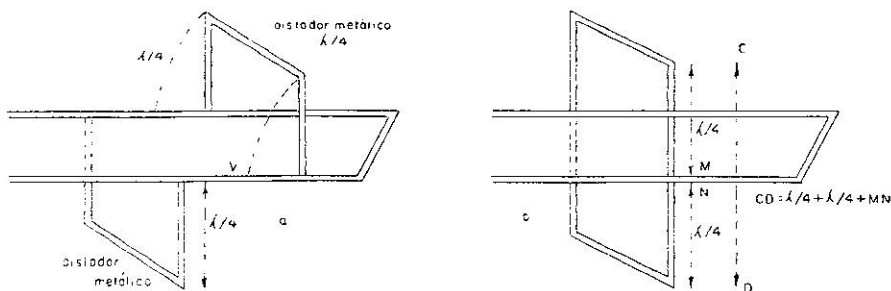


Fig. 8-1.

rectángulo de una dimensión ligeramente superior a $\lambda/2$, o sea, $\lambda/2$ más el espacio que forma la línea. En la figura 8-2, MN . En la figura hemos dibujado el lado mayor del rectángulo, mayor de $\lambda/2$, ya que $\lambda/4$ y $\lambda/4$ se supone por encima y por debajo de la línea $AB = \lambda/4 + MN + \lambda/4$. Se comprende fácilmente que $\lambda/2$ se refiere a la longitud de onda de la frecuencia más baja, pues en otra frecuencia, cuya lon-

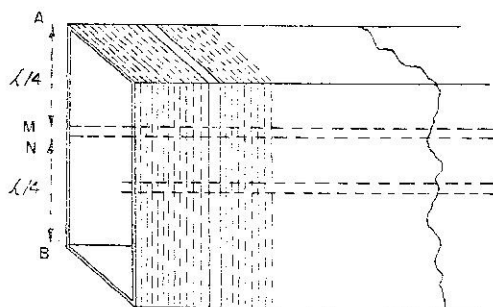


Fig. 8-2.

gitud de onda fuera mayor, las líneas en $\lambda/4$ no serían aislantes. En cambio, la línea valdría para una frecuencia más elevada, ya que la longitud de onda sería menor y equivaldría a hacer mayor la distancia MN , a dejar más sección de la línea. Por esto, las guías de ondas son perfectos filtros de paso alto, o sea, no se puede transferir energía por una guía si la frecuencia de dicha energía es menor para la que ha sido diseñada la guía.

Es interesante en la guía de ondas el estudio de sus campos: eléctrico, magnético y electromagnético. Para ello conviene recordar lo estudiado en electrostática y electromagnetismo.

Si suponemos unas guías de ondas como la de la figura 8-3, en la que hacemos notar cómo está formada de infinitas secciones rectangulares, podremos fácilmente dibujar el sentido del campo eléctrico y lo mismo el del magnético, supuesta la curva superior que representa la diferencia de potencial que aplicamos a la guía. Observamos que los campos eléctrico y magnético son perpendiculares y están desfasados 90° . Las energías de los campos eléctricos y magnéticos se pueden expresar por las relaciones $1/2 C V^2$ y $1/2 L I^2$. Cuando uno se hace cero, el otro llega al valor máximo.

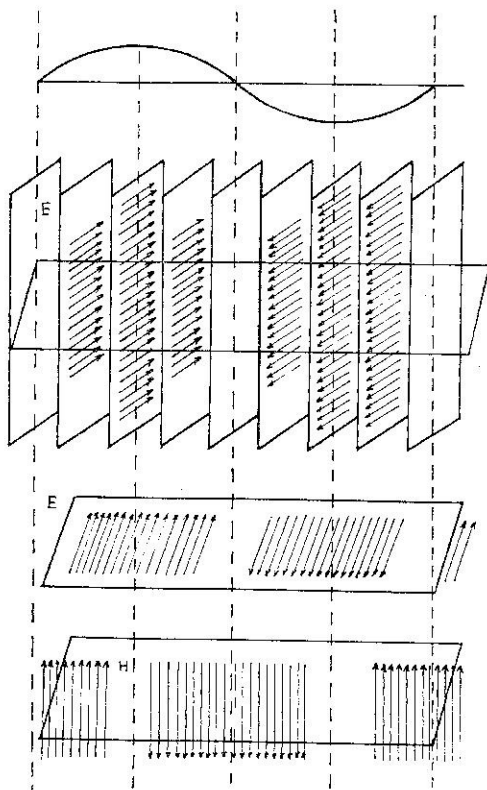


Fig. 8-3.

Modo de propagación.

Tanto el campo eléctrico E como el magnético H , según sea la excitación de la guía y las relaciones de su longitud con la de la onda,

pueden presentar distintas formas en su distribución. A estas formas de distribución se las llama *modos de distribución* o *programación*. Es decir, los modos son simples maneras de distribución de los campos E y H . Según esta distribución de los campos E y H podemos decir que hay dos modos fundamentales de distribución:

1.º Cuando el campo electrostático E está en un plano perpendicular al eje de la guía *transversal* (como está dibujado en la pregunta anterior) y no posee componente en la dirección del eje, mientras que el campo magnético, además de la componente perpendicular al eje (como explicamos en la pregunta anterior), tiene componentes en dirección al mismo. A este modo o manera de distribución se le llama *T. E.*, *transversal eléctrico* y, a veces, H .

2.º Este modo es recíproco del anterior. El campo magnético sólo tiene componentes transversales al eje de la guía; en cambio, el eléctrico tiene las componentes perpendiculares al eje (según la pregunta anterior) y, además, componentes según el eje. A este modo se le llama *T. M.*, *transversal magnético* o simplemente E .

Es decir, el modo H significa que éste tiene las dos componentes, y el modo E , que éste tiene las dos componentes, etc.

Insistimos en que como las $\lambda/4$ están en cortocircuito, tendremos el máximo de voltaje en el centro de la guía, en el eje y perpendicular al mismo. Va decreciendo sinusoidalmente hasta llegar a cero en los bordes.

Lo dibujamos en la figura 8-4.

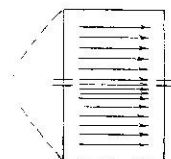


Fig. 8-4.

El campo magnético es perpendicular al eléctrico y, por tanto, puede tener componentes según el eje. A este modo fundamental se le llama *T. E.*, ya que el campo magnético tiene también componente transversal al eje, es decir, las dos componentes del campo magnético con el eléctrico formarían un triedro trirrectángulo.

A los modos *T. E.* o *T. M.* se les pone subíndices que indican el modo. El primer subíndice indica el número de medios ciclos o $\lambda/2$ del lado mayor de la guía o rectángulo; en la figura 8-5, el y . El segun-

do subíndice indica el número de medios ciclos o $\lambda/2$ que se producen en las variaciones de la intensidad del campo eléctrico según el lado menor; en la figura, el x . Por ello, a la distribución de la figura se

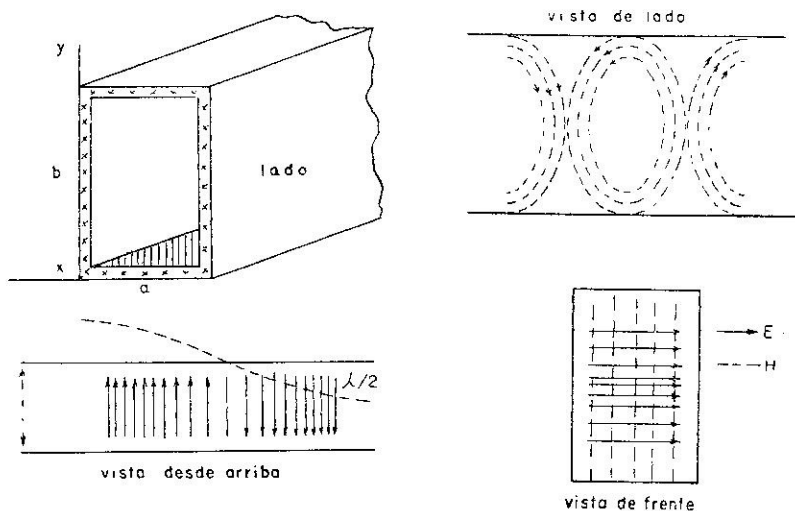


Fig. 8-5.

le llama $T. E_{10}$. Por el $T. E$ significa que el campo eléctrico sólo tiene componente transversal, mientras que el magnético tiene una transversal al eje y otra en dirección al eje. El 1 quiere decir que la dimensión de la guía es igual a $\lambda/2$. Siendo la correspondiente a la frecuencia mínima para la que no está calculada la guía. El cero significa que en la dirección x no hay ningún medio ciclo, o sea, que el campo E recorre espacios menores que $\lambda/2$.

Hay otros modos llamados superiores, como el $T. E_{10}$ descrito, $T. E_{11}$, $T. M_{10}$, $T. M_{11}$, ..., $T. E_{mn}$, $T. M_{mn}$, etc.

El primer subíndice indica el número de semiciclos de las variaciones de los campos eléctrico y magnético en el plano transversal y en la dirección del lado mayor del rectángulo. En la figura, el y . El segundo, el número de semiciclos en las variaciones de los mismos campos en la dirección del lado menor del rectángulo, o sea, en el eje x .

Dimensiones de la guía.

La guía de ondas puede ser un prisma rectangular, y las dimensiones son las de un prisma de este tipo, en la cual deberá verificarse que

uno de los lados del rectángulo sección sea ligeramente superior a $\lambda/2$, de la frecuencia para la cual se proyecta la guía. La altura del prisma en este caso sería la longitud de la guía, que puede ser de unos centímetros o de unos metros, si bien es posible que, según el empleo de la misma, deberá ser un múltiplo de $\lambda/4$. El otro lado del rectángulo, el menor, deberá tener, como mínimo, una dimensión tal que no salte el arco con la diferencia de potencial que vamos a trabajar.

Analogía con las líneas de transmisión.

Podemos decir que son muy análogas, si bien las guías son mucho más eficaces. En ambos casos, los conceptos de reflexión son los mismos. Los mismos son los problemas de utilización en cuanto a la impedancia de carga. Así, tendremos en ambos casos la máxima transferencia de energía cuando Z_0 de la guía sea igual a Z_L , etc. Insistimos que la mayor diferencia está en el rendimiento. Por ejemplo, las pérdidas en un cable coaxial pueden ser 50 veces mayores que en una guía que haga el mismo servicio.

Las líneas tienen pérdidas por radiación; en cambio, en las guías no son posibles estas pérdidas. Sabemos que la radiofrecuencia no penetra en los cuerpos, sino que va por la superficie de los mismos; por tanto, los campos electromagnéticos se propagan por las paredes interiores de la guía, por medio de una serie de reflexiones, por lo que las ondas no tienen pérdidas por radiación. Por esto es necesario que la superficie interior de la guía sea lo más perfecta y pulida posible.

Las pérdidas dieléctricas en los cables coaxiales son importantes, ya que el aislamiento del cable interior no es perfecto. En las guías de ondas esto no tiene lugar. Por otra parte, la mayor superficie de conducción en las guías hace despreciables las pérdidas por resistencia. A medida que las frecuencias son más elevadas, son más notables estas diferencias. Por ejemplo, en las ondas de radar.

Métodos de excitación y acoplo.

Hay dos formas o métodos de introducir y sacar la energía de una guía, bien por acoplamiento magnético o por acoplamiento eléctrico.

El acoplamiento magnético o inductivo se hace introduciendo una espira de manera que abrace las líneas de fuerza del campo H , donde éste es más intenso. La espira se hace con el hilo interior de un cable coaxil, haciendo que toque el cable exterior o malla.

El acoplamiento eléctrico se hace por una especie de sonda, en lugar de espira, y consiste en introducir el hilo interior del cable coaxil.

Según introduzcamos la sonda en la parte de campo más o menos intenso, el acoplamiento será mayor o menor.

En el acoplamiento de una guía de ondas hay que tener las mismas normas de adaptación que en los casos generales, como explicamos en las líneas. Existe la máxima transferencia de energía del generador a

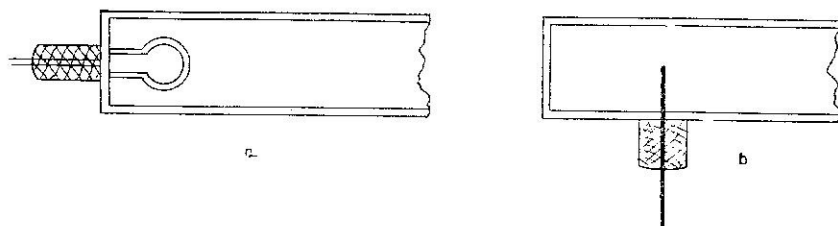


Fig. 8-6.

la carga o receptor cuando el acoplo es correcto. En la adaptación, las componentes resistivas basta que sean de la misma amplitud; en las reactivas deberán, además de ser de la misma magnitud, tener signos contrarios.

De no haber buena adaptación, habrá reflexiones, con lo que se establecen ondas estacionarias que dan lugar a atenuación y pérdidas de energía, así como a otros fenómenos perjudiciales.

Al utilizar las guías de ondas, éstas deberán reunir los requisitos necesarios para una buena adaptación de la carga al generador.

Guías circulares.

Estas guías son de sección circular, y el conjunto es un cilindro hueco. En el caso de las guías rectangulares, uno de los lados del rectángulo tenía que ser mayor que $\lambda/2$. En la guía circular, y como se muestra en la figura 8-7, el requisito es análogo. En la figura dibujamos un segmento de guía circular.

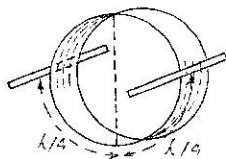


Fig. 8-7.

En general, la longitud de onda de corte viene expresada por la relación

$$\lambda \text{ máx} = \frac{2 \pi R}{\mu},$$

siendo μ una constante cuyo valor depende del modo que se utilice.

Las guías de onda circulares no tienen empleo, excepto cuando necesitamos juntas rotatorias, en cuyo caso son indispensables. El modo más empleado es el *T. M.* o *E*, es decir, tienen el campo magnético transversal a la dirección del eje o dirección de propagación.

Para indicar la configuración de las distribuciones del campo eléctrico y magnético se utilizan también subíndices, si bien con diferentes significados.

Juntas de choque.

En principio, para hacer un buen contacto entre dos guías de ondas, basta con que su unión sea perfecta. Sin embargo, en la práctica esto no es posible y por muy bueno que sea el contacto siempre hay pérdidas. Para evitar esto se hace uso de los segmentos en $\lambda/4$, como se indica en la figura 8-8. Es una junta fija que se utiliza cuando las

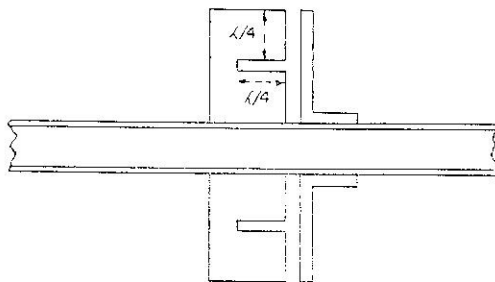


Fig. 8-8.

guías son muy largas. A estas juntas se les llama normalmente *juntas de choque*.

Juntas rotatorias.

Un caso particular de este tipo de juntas lo tenemos en la antena de radar. A la antena tiene que llegar la guía de ondas, pero, a la vez,

en $\lambda/4$, similares y unidas según la figura 8-10, *c*. Según esta figura *c*, los conductores de las líneas pueden equipararse a un circuito con una L muy pequeña, y el condensador que dibujamos, también muy pequeño, pues equivale a la capacidad entre dos hilos muy separados. Por tanto, las figuras 1 y 2 podemos considerarlas como circuitos con pequeñas L y C .

Las cavidades resonantes o resonadores de cavidad pueden tener varias formas: pueden ser cilíndricos, esféricos de forma cúbica, etc., si bien, en general, se clasifican en dos tipos diferentes: en *no reentrantes*, como la esférica, cilíndrica, etc., y *reentrantes*, como la figura 8-11.

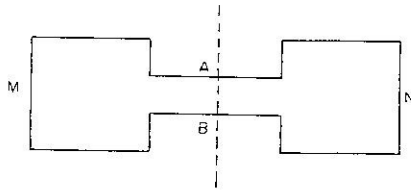


Fig. 8-11.

Hay que hacer notar que en la cavidad reentrante de la figura 8-11 la capacidad ha quedado concentrada entre *A* y *B*, ya que es donde más se juntan los conductores. En cambio, *M* y *N* se asemejan a dos espiras de gran sección.

La cavidad resonante tiene su frecuencia propia de oscilación, que, en principio, depende de las dimensiones de la cavidad.

Como en las guías de ondas, la energía sólo existe en el interior de la cavidad, ya que en el exterior no puede haber ninguna diferencia de potencial por ser un conductor perfecto; por tanto, no hay campo eléctrico. En cuanto al campo magnético, también es cero en el exterior, ya que se propaga por el interior y no puede penetrar a través de la cavidad. Es decir, en la cavidad, como en la guía, las pérdidas por radiación son nulas.

La energía de las guías de onda se propaga en zig-zag, de pared a pared, y lo mismo ocurre con las cavidades. En estas reflexiones hay pérdidas. Ahora bien, en las cavidades resonantes ocurre como en las cajas de resonancia, cuando la frecuencia de la señal coincide con la de resonancia de la cavidad, en cuyo caso tenemos una amplificación en dicha frecuencia. La cavidad puede resonar en un armónico de la frecuencia fundamental. También puede funcionar en otras frecuencias, según el modo de trabajo y de excitación.

Atenuación.

Existen las pérdidas normales en las reflexiones en forma de zig-zag, aunque estas pérdidas son mínimas para la frecuencia de resonancia de la cavidad.

También hay pérdidas al hacer en la cavidad orificios para sacar su energía, si bien se procura que sean mínimas.

Dispositivo TR y anti TR.

Este dispositivo es un sistema adoptado en los radares para poder transmitir y recibir con una misma antenna con garantías de buen funcionamiento.

Sabemos que cuando el equipo transmite, la antenna deberá quedar conectada al emisor, a la vez que quedará bloqueado el receptor, con objeto de que la energía radiada no vaya al mismo, para que no se perdiera la radiación y, además, para no estropear el receptor. Tan pronto como el emisor termine de transmitir un impulso, la antenna deberá pasar al receptor para recibir el eco.

Antes de describir el dispositivo de la figura 8-12, entre los muchos

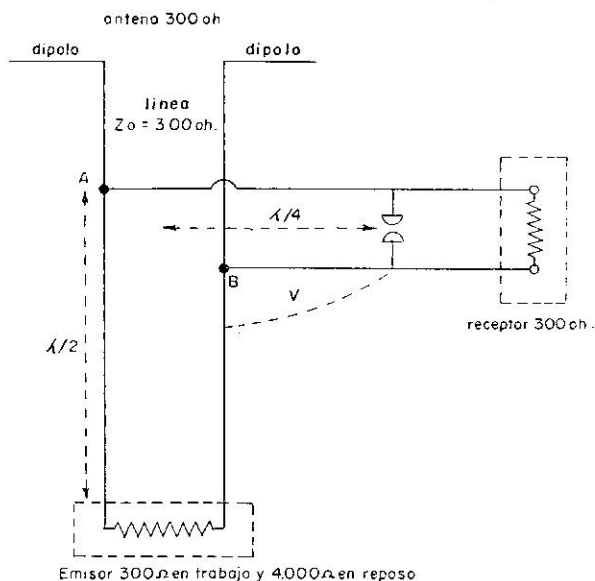


Fig. 8-12.

que hay, recordemos que tanto las guías de ondas como las líneas coaxiales o descubiertas pueden sustituirse. Una línea abierta de segmentos $\lambda/4$ ó $\lambda/2$ puede sustituirse por una guía de ondas análoga de segmentos $\lambda/4$ ó $\lambda/2$, etc.

También hay que hacer notar, refiriéndonos a los segmentos en $\lambda/4$, que si tenemos que adaptar las impedancias Z_1 y Z_2 por una línea cerrada en $\lambda/4$ y con una impedancia en los extremos Z_3 , la expresión que relaciona las impedancias es

$$Z_3 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}.$$

Tenemos la figura en la cual señalamos cada elemento, haciendo notar que el explosor es una válvula de gas, ampolla de gas, que cuando no conduce tiene una gran resistencia, pues está el circuito abierto, y, en cambio, cuando conduce no tiene apenas resistencia: unos 25 a 60 Ω . Como veremos, cuanto más baja sea la resistencia cuando conduce, mejor. También es conveniente que el explosor actúe a muy pocos voltios: cuantos menos, mejor, y, finalmente, que tenga un gran poder de recuperación, es decir, que tarde poco en recuperarse, o sea, que deje de conducir en cuanto cese la diferencia de potencial y empiece a conducir tan pronto le apliquemos la diferencia de potencial correspondiente. El estudio de la figura no necesita comentarios.

En A y B hay una derivación, y como la Z de la antena y la del receptor son iguales, la potencia emitida por el emisor se irá para la antena y para el receptor. La que va al receptor crea una diferencia de potencial en el explosor y éste conduce con una R muy pequeña, que apenas impide el paso de la corriente. Como el explosor está a $\lambda/4$ del empalme AB , al conducir equivale a poner en cortocircuito la línea $\lambda/4$ y el explosor está próximo al potencial cero, y como el receptor está conectado a él no recibe energía. Mirando desde AB al explosor y supuesto éste de 25 Ω , tenemos $Z = 300^2/25 = 3.600 \Omega$. Por tanto, la energía del emisor se irá a la antena. Como vemos por la expresión anterior, cuanto menor sea la R del explosor, más aislado queda el receptor.

Cuando el emisor reposa, el explosor deja de conducir, queda en circuito abierto y la señal que entra por la antena al llegar a AB puede dirigirse hacia el emisor o hacia el receptor. La Z que tiene hacia el receptor son 300 Ω , y hacia el emisor, cuando está en reposo, 4.000 Ω , luego la energía que recibe la antena se irá al receptor.

Puede ocurrir que el emisor en reposo presente la misma R que el receptor, en cuyo caso recibiría energía de la antena. Para evitar esto se coloca un segundo explosor llamado $B. T.$ (bloqueo transmisor) o

también *T. R.-A. T. R.* Esto lo mostramos en la figura 8-13, que, teniendo en cuenta sus elementos, se tiene con facilidad el funcionamiento del dispositivo.

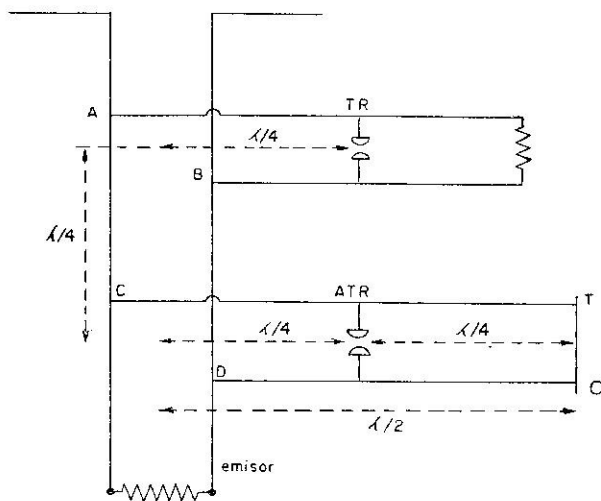


Fig. 8-13.

Cuando el emisor transmite, tanto el explosor *A. T. R.* o *B. T.* como el *T. R.*, conducirán, estarán en cortocircuito (casi) y la señal se va para la antena, como en el caso anterior. Cuando el emisor está en reposo, los explosores están abiertos y queda en cortocircuito la línea en $\lambda/2$ de *OT*; por tanto, esta línea en $\lambda/2$ refleja un cortocircuito sobre *CD*, empalme de *OT'*, y como *CD*, al mirarla desde *AB*, es una $\lambda/4$, equivale a ver desde *AB* una *Z* alta, por lo que las señales recibidas tomarán el camino del receptor.

CAPITULO IX

VALVULAS ELECTRONICAS

Generalidades.

Los términos válvula termiónica o válvula electrónica se refieren a dispositivos que utilizan el movimiento de los electrones libres en el vacío (un vacío relativo o parcial). Dichas válvulas tienen muchísimas aplicaciones y se utilizan entre otras cosas para producir oscilaciones en los equipos de radio, transmisores, radar, etc. Se emplean para amplificar señales hasta darles una fuerza conveniente, para rectificar corrientes alternas, para detectar, etc. La válvula electrónica ha hecho posible la telefonía a grandes distancias, el cine sonoro, la televisión, etcétera. Es posible que sea uno de los dispositivos más importantes de la ciencia en estos últimos años.

El tipo de válvulas que se utilizan es muy variado, siendo cada vez mayor el número de válvulas nuevas que aparecen. Además de las válvulas corrientes diodo, triodo, tetrodo, etc., hay otro tipo de válvulas, como el klistrón, para la modulación de velocidad; el magnetrón, para generar y amplificar potencias elevadas de muy altas frecuencias; el tubo de rayos catódicos, que nos permite una imagen visual de una fuente eléctrica; la célula fotoeléctrica, en la que se utiliza la luz para producir efectos eléctricos, etc.

Producción de electrones: Emisión termiónica. Emisión fotoeléctrica. Emisión secundaria.

Los electrones son pequeñas partículas cargadas negativamente. Su masa es, aproximadamente, $9 \cdot 10^{-28}$ gramos. Su carga eléctrica es de $1,59 \cdot 10^{-19}$ culombios. Todos los electrones son iguales, cualquiera que sea el tipo de átomos o materia de que provienen.

Sabemos que hay cuerpos que tienen los electrones con cierto gra-

do de libertad, mientras que en otros el grado de libertad es muy pequeño. Conseguir que los electrones queden libres de los cuerpos a que pertenecen es lo que se llama emisión electrónica.

Hay tres formas de conseguir que los cuerpos emitan electrones, y son las enunciadas arriba: emisión termiónica, fotoeléctrica y secundaria. El método más empleado, el normal en las válvulas de vacío, es el termiónico.

También hay otras formas de conseguir que un cuerpo tome o deje electrones, y es someterlo a potenciales electrostáticos (caso de la carga y descarga de un condensador, etc.), si bien al hablar de las válvulas de vacío únicamente nos interesan los tres casos enunciados.

Emisión termiónica de los electrones.

Los metales son buenos conductores, porque los electrones se pueden mover en ellos con mucha libertad; sin embargo, los electrones no pueden dejar el metal por sí solos, ya que existen fuerzas de atracción del metal hacia los electrones. Esto es lógico, ya que el metal es eléctricamente neutro, y al perder electrones, quedaría positivo, lo que haría imposible la marcha de los electrones, pues los atraería. Por otra parte, en los electrones, como en toda materia, existen fuerzas gravitatorias de atracción que los electrones no pueden vencer por sí solos; por tanto, nos harán falta dos elementos para que haya una emisión electrónica: 1.º, una fuerza que rompa la energía que mantiene unidos los electrones a los átomos, y 2.º, un potencial positivo que los atraiga.

El romper la energía que liga los electrones al resto de la materia se puede conseguir calentando los cuerpos buenos conductores. A un metal buen conductor que se le aplica calor presenta la propiedad de dejar los electrones con cierta libertad. Esto es debido a que el calor ha comunicado a los electrones suficiente energía para romper las ligaduras que tenían con los átomos. Ahora bien, para que esto ocurra, la temperatura que tiene que alcanzar el metal es elevada, por lo que quedan descartados muchos cuerpos, que a dicha temperatura se convertirían en líquidos. La emisión termiónica no empieza a ser sensible hasta pasadas temperaturas sobre los 1.000 grados Kelvin (si a los grados centígrados les sumamos 273, tenemos los grados Kelvin).

Emisión fotoeléctrica de electrones.

Hay unos cuerpos que tienen la propiedad de dejar los electrones en libertad al llegar a ellos una energía luminosa. La emisión de los electrones de estos cuerpos depende de la longitud de onda de la luz que

incide en ellos. Así, el color violeta hace emitir más electrones que el rojo. A este fenómeno se le llama *fotoeléctrico*.

Emisión secundaria de electrones.

Tanto en el efecto fotoeléctrico como en el termiónico, los electrones se liberaban dándoles cierta energía. En el caso que nos referimos ahora, la energía que les comunicamos es mecánica, y diremos que hay cuerpos que tienen la propiedad de emitir electrones, si a ellos llegan otros con gran velocidad. También suele decirse que el cuerpo está bombardeado por electrones.

En este caso a que nos estamos refiriendo, al chocar un electrón a gran velocidad con un cuerpo, éste emite electrones. Estos electrones se llaman secundarios, y al fenómeno, *emisión secundaria*. El número de electrones por emisión secundaria, los relacionamos con los electrones que los producen. Según el cuerpo y la velocidad de los electrones que llegan, puede ocurrir que salgan más electrones por emisión secundaria que los que llegan.

Hay que tener en cuenta en este caso que si el cuerpo que produce electrones secundarios emite más que recibe, quedará cargado positivamente, y a medida que se hace más positivo será más difícil que los electrones se marchen de él, ya que los atrae, llegando así a un estado de equilibrio en que los electrones secundarios emitidos son igual a los que llegan.

Si el cuerpo que emite electrones secundarios es mal conductor y emite menos que recibe, se va cargando negativamente y hace cada vez más difícil a los electrones que lo bombardean que se acerquen a él, así que hasta impide su llegada.

En todos estos casos de emisión electrónica existe en sí el mismo fenómeno: es necesario aplicar a los átomos cierta energía para que sus electrones queden libres. En el primer caso, térmica; en el segundo, luminosa, y en el tercero, mecánica.

Efecto de campo.

En la figura 9-1 vemos que cuando hay electrones entre el cuerpo que los emite y el potencial positivo que los atrae, éstos representan un freno para los que están saliendo del cuerpo, ya que, como los electrones en camino son cargas negativas, repelerán a los que salen. A este fenómeno se le llama *carga espacial*. Donde más se hace sentir este efecto es en las proximidades del emisor, por haber más electrones cerca y por estar el potencial positivo más alejado. En estas condicio-

nes, los electrones que salen del emisor son repelidos por la carga espacial, y a su vez, son atraídos por el potencial positivo. Si estos electrones tienen mucha velocidad, irán en seguida hacia el positivo; si tienen poca velocidad puede ocurrir que vuelvan al emisor.

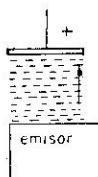


Fig. 9-1.

Como se comprende, la carga espacial está determinada por el potencial positivo, ya que si aumentamos este potencial la carga espacial perderá parte de su efecto.

Producción de iones por colisión.

Recordamos que los iones son átomos que han ganado o perdido electrones. Los átomos son, eléctricamente, neutros. Luego si un átomo gana un electrón, eléctricamente es negativo. A estos átomos que han ganado o perdido electrones se les llama *iones*.

Supongamos que un átomo ha ganado un electrón, por lo que tendrá una carga eléctrica negativa igual a la de un electrón. Así, los dos, en reposo, se pueden considerar eléctricamente iguales, pero al moverse hay que tener en cuenta la masa, siendo la del ión varios millones de veces mayor, y como la energía cinética es proporcional a la masa, los resultados en movimiento son completamente diferentes.

Refiriéndonos al enunciado, diremos que, si al desplazarse un electrón encuentra en su camino átomos, puede ocurrir que al incidir en éstos haga que desprendan electrones, quedando así ionizados. Esto es similar a la emisión secundaria, si bien entonces tenía lugar en cuerpos sólidos y esta ionización tiene lugar con gases, que es donde los átomos y moléculas se encuentran con cierta libertad unos de otros. En este caso los iones son positivos. Estos iones tienden a su vez a captar electrones por ser carga de distinto nombre, etc.

Movimiento de electrones e iones en un campo electrostático.

Los electrones son partículas de carga eléctrica negativa; por tanto, actuarán sobre ellos fuerzas si están dentro de un campo electrostático.

Como, por otra parte, la masa del electrón es tan pequeña, no son necesarias grandes fuerzas para actuar sobre ellos. Por ser negativas, los electrones se mueven hacia la parte positiva del dispositivo, es decir, hacia el ánodo. Los libros señalan a veces el sentido del campo eléctrico E , del positivo al negativo, de acuerdo con el sentido convencional de la corriente.

En electrostática se estudia la ley de Coulomb para calcular la fuerza que actúa entre las cargas eléctricas. En este caso haremos el cálculo en función del potencial eléctrico que crea el campo electrostático. Esto es lo mismo en lo que se refiere al fenómeno, pero como resulta fácil conocer la tensión del ánodo, lo hacemos en función de esta tensión:

$$F = \frac{\Delta V}{\Delta d} \cdot e \cdot 10^{-7}$$

F , fuerza en dinas; d , distancia en cm; V , potencial en voltios, y e , carga de un electrón en culombios.

Recordando lo estudiado en electrostática, la fuerza tendrá sentido del electrón (carga negativa) hacia el ánodo positivo. Esta fuerza, según se sabe por la dinámica, origina una aceleración en el movimiento de los electrones según la expresión $a = F/m$. La velocidad vendrá dada por la expresión $v = at$, siendo v la velocidad. Relacionando las expresiones anteriores tenemos:

$$v = \sqrt{\frac{2 V e \cdot 10^7}{m}}$$

v en cm/seg; V , en voltios, y m , masa en gramos.

Los iones siguen las mismas leyes que los electrones, pero debido a su mayor masa se mueven más lentamente. Por otra parte, los iones pueden ser negativos, como los electrones, pero también pueden ser positivos, ya que en los choques, cuando los átomos pierden electrones, son positivos. Estos iones positivos se desvían como los electrones, pero lo hacen hacia la parte del potencial más negativa y con una velocidad menor que la de los electrones por ser mayor su masa. Los fenómenos, por lo demás, son similares.

Movimiento de los electrones en un campo magnético.

Sabemos que las cargas eléctricas en movimiento son imanes; por tanto, si un electrón en movimiento entra en un campo magnético tendremos una fuerza de influencia entre el campo y el electrón.

Supongamos el plano del papel (fig. 9-2) y que tenemos un campo magnético uniforme perpendicular a él y en sentido también hacia el papel. Si un electrón en movimiento entra en la influencia de dicho campo magnético y con una velocidad perpendicular al campo (es decir, vendrá según el plano del papel), quedará sometido a una fuerza F de atracción análoga a la fuerza centrípeta en dinámica del movimiento circular, por lo que el electrón empezará a girar según un movimiento circular.

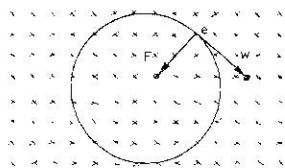


Fig. 9-2.

La fuerza del campo magnético sabemos que es $F = qvB$, y la centrípeta, $F = mv^2/R$, siendo q , carga; v , velocidad, y B , valor del campo. Igualando ambas fuerzas tenemos

$$q \cdot v \cdot B = \frac{m v^2}{R},$$

de donde

$$R = \frac{m v}{q B}.$$

La velocidad angular ω , viene dada por la expresión

$$\omega = \frac{V}{R} = \frac{q \cdot B}{m}.$$

Hemos supuesto que la velocidad del electrón era normal al campo. Si formara un ángulo α , el radio vendría dado por la expresión:

$$R = \frac{m v \operatorname{sen} \alpha}{q \cdot B}$$

En este caso, la velocidad podemos descomponerla en dos: una, perpendicular al campo, y la otra, según B . La componente perpendicular producirá sobre el electrón un movimiento circular. La componente según B *no actuará sobre el electrón*, ya que cuando los electrones se mueven en la dirección de B no se desvían. El campo magnético B , repetimos, no actúa sobre ellos.

Movimiento en una combinación de ambos campos.

El movimiento de un electrón que se mueve a la vez dentro de un campo eléctrico y de un campo magnético es el resultante de las fuerzas que de ambos campos actúan sobre el electrón.

Explicaremos dos casos interesantes. El primero nos servirá para comprender el enfoque en el tubo de rayos catódicos, y el segundo, para comprender mejor el movimiento de los electrones entre el cátodo y ánodo del magnetrón.

Estos fenómenos tienen gran importancia en otros muchos dispositivos, como son el espectrómetro de masas, el ciclotrón, betatrón, etc.

En la figura 9-3 dibujamos el punto M de un cátodo que emite electrones en un tubo de rayos catódicos. El punto A es un ánodo positivo que atrae a los electrones que salen de M . Enfocar los electrones consiste en hacer que los que salen del punto M lleguen, por ejemplo, al punto A . Para conseguir este enfoque ponemos en el cuello del tubo, y rodeándolo, una bobina que crea un campo magnético B , con la misma dirección que el eje del tubo y con sentido del cátodo al ánodo, según señalamos en la figura.

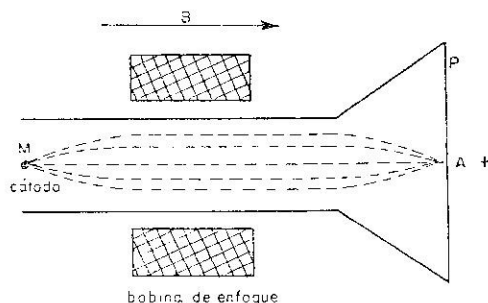


Fig. 9-3.

Los electrones que salen del cátodo lo hacen con una velocidad v . Puede ocurrir que el sentido de la velocidad sea según el eje, en cuyo caso los electrones seguirán por el eje del tubo hacia el potencial posi-

tivo A , por el que son atraídos. El campo magnético no tiene efectos sobre los electrones que se mueven con velocidad en su misma dirección.

Puede también ocurrir que los electrones salgan en una dirección que no sea la del eje, sino que la dirección de la velocidad forme un ángulo con dicho eje. Este ángulo no deberá pasar de ciertos límites. La velocidad de estos electrones podemos descomponerla en dos: una, según el eje, y otra, según los radios del tubo, es decir, radial. Sobre la componente, según la dirección del eje, y, por tanto, según B , el campo magnético B no tiene ninguna acción; sin embargo, sobre la componente de velocidad, según el radio, sí que tiene efecto, ya que esta componente y B son perpendiculares. Así, el fenómeno, y prescindiendo del campo eléctrico E , que tira del electrón hacia A , el electrón describirá una circunferencia y, por tanto, volverá al mismo punto de salida M , que está en el eje (fig. 9-4). Ahora bien, como hay que tener en

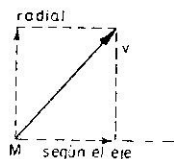


Fig. 9-4.

cuenta el potencial positivo de A , tenemos que el ánodo tira del electrón haciendo que éste se mueva en forma de hélice. Se puede pensar equivocadamente que, al volver al eje, seguirá el camino del eje para alcanzar A , puesto que en el eje no tiene acción el campo B , pero esto es un error, ya que el electrón lleva una velocidad perpendicular a B , y B únicamente no tiene efecto sobre los electrones, que llevan una velocidad según el eje. Realmente, según B . Además, debido a las fuerzas de inercia, pasarán el eje.

Así las cosas, nos queda, como fundamental, hacer notar que si queremos que el haz de electrones que sale de M llegue al punto A , hace falta que el número de vueltas de la hélice, o n pasos de la hélice, sea un número natural. Pues si no es así, los electrones caerán en cualquier punto de P (pantalla).

Para conseguir esto, lo que hacemos es modificar el campo B variando la intensidad de la bobina que rodea el tubo. Si, por ejemplo, aumentamos B , la circunferencia que describen los electrones tendrá menor radio (recordar la expresión de la R de la pregunta anterior). Al tener menor radio, menos tiempo tardará en volver al eje y será menor el número de pasos de la hélice.

El paso de la hélice es lo mismo para todos los electrones, ya que éste depende de como tire A (recordar el paso del río con o sin corriente).

Repetimos que el enfoque se logra actuando sobre el campo B hasta que conseguimos que la distancia MA sea igual a n vueltas o paso de la hélice.

Si B es muy intenso, el radio de la hélice será muy pequeño, y podemos conseguir que todos los electrones vayan por las proximidades del eje del tubo, teniendo así un haz de electrones.

Una sección perpendicular al eje en el cuello del tubo de rayos catódicos sería un círculo. Esta sección desde M , o desde A , la veríamos según la figura 9-5, A y M serían a la vez el centro de dicho círculo. Este punto también representa al eje. Los electrones, aunque se mueven en forma de hélice, los veríamos según circunferencias, de forma que todas ellas tienen de común el eje. Este punto es común, repetimos, puesto que si los electrones salen del eje del tubo y describen circunferencias, tienen necesariamente que volver a él.

Para estudiar el segundo caso, supongamos que el campo eléctrico E está según mostramos en la figura 9-6, es decir, en el plano del papel y con la polaridad indicada. Que el campo magnético B está perpendicular al papel y en el sentido de la pluma cuando escribimos.

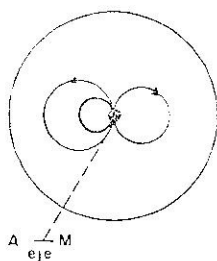


Fig. 9-5.

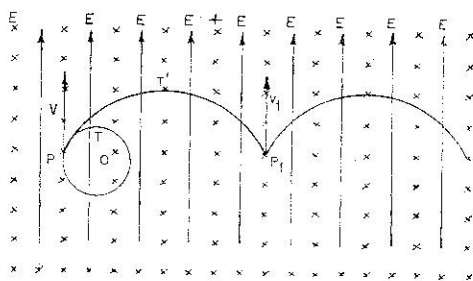


Fig. 9-6.

Así las cosas, si tenemos un electrón e en el punto P del plano del papel, se moverá atraído por el campo E , según el vector v , pero tan pronto como el electrón empieza a moverse, el campo B actúa sobre él, ya que la velocidad del electrón es perpendicular a B . En el momento que el electrón se mueve con velocidad v , si el campo E desapareciera, el electrón se movería según la trayectoria señalada por la circunferencia, pero como esto no es así, sino que el campo E sigue tirando del

electrón, y cada vez con más fuerza, el electrón sigue realmente el camino PT' . Al llegar a T' y pasar de este punto, el electrón se mueve ahora contra el campo eléctrico, por lo que se va frenando, o sea, tiene una aceleración negativa, ya que el $+$ lo atrae y el $-$ lo repele. La velocidad del electrón va disminuyendo hasta llegar a P_1 , en la que se para. Esto está de acuerdo con el principio de conservación de la energía. Al pararse en T_1 , el campo B no tiene acción sobre él, pero, en cambio, sí la tiene el E , que lo atrae, y de nuevo el electrón tenderá a desplazarse hacia $+$ con velocidad v y se repetirá el mismo fenómeno ya indicado, y así indefinidamente mientras esté en las mismas condiciones con respecto a E y B .

Constitución de una válvula de vacío: cátodo y ánodo.

Podemos decir que una válvula de vacío es un dispositivo donde tienen lugar los fenómenos termiónicos. Por ello consta esencialmente de un cuerpo que emite electrones, llamado cátodo o filamento, y de otro que los recibe, llamado ánodo. Aparte de esto puede tener otros elementos. El ánodo no requiere una mención especial, pues es simplemente un cuerpo buen conductor que rodea el cátodo a cierta distancia. Al principio del capítulo ya hemos estudiado algunas generalidades de esta cuestión.

El cátodo o filamento requiere un material especial. Refiriéndonos a la emisión termiónica de los electrones, ya hemos dicho que ésta tenía lugar a partir de los 1.000 grados K, lo que la limita a ciertos metales. Como es lógico, nos interesa un cuerpo que, con la mínima temperatura, nos dé el máximo de electrones y a la vez tenga larga vida.

Las condiciones anteriores limitan el número de cuerpos aptos para emisores electrónicos. Los cuerpos más utilizados son los siguientes: volframio, volframio toriado y emisores recubiertos de varios tipos de óxidos.

El volframio (tungsteno) tiene la ventaja que puede aguantar grandes temperaturas, del orden de los 3.000° K, dando a estas temperaturas buena emisión de electrones. Aunque en las válvulas de vacío se llaman así porque se ha hecho el vacío, éste no es perfecto y siempre quedan moléculas de gas. Estas moléculas de gas se ionizan, es decir, se convierten en iones al chocar contra ellas los electrones. Estos deberán ser mínimos, pero no se puede evitar de una manera absoluta. Estos iones son positivos y con mucha masa y que irán al cátodo o emisor por ser cargas de distinto nombre. La energía cinética con que llegan los iones es elevada y, por ello, en el choque dañan al cátodo. También tienen lugar fenómenos químicos a estas altas temperaturas, que destruyen los cátodos. No obstante, el volframio aguantaba bien los choques.

Cátodo de caldeo directo. Cátodos de caldeo indirecto.

Cuando el cuerpo que da los electrones es el filamento, que está incandescente, se dice que el caldeo es directo. A las válvulas de este tipo se les llama de caldeo directo.

Otras veces ponemos el emisor de electrones, cátodo, junto al filamento. El filamento calienta al cátodo, que es quien emite los electrones. Se dice entonces que el caldeo es indirecto. A las válvulas de este tipo se les llama de caldeo indirecto.

Emisión de electrones por bombardeo del cátodo.

Ya hemos dicho antes que los electrones, en su recorrido del cátodo a la placa, chocaban con las moléculas de gas residual y las ionizaban.

Estos iones son positivos, puesto que pierden electrones y, por tanto, van hacia el cátodo. Debido a su masa, llevan elevada energía cinética, de manera que al chocar contra el cátodo, éste emite electrones debido al choque de dichos iones. Eso, sin embargo, es perjudicial, ya que daña al cátodo. Hay casos especiales en los que interesa gran intensidad, como en el magnetrón, donde aprovechamos este fenómeno. Estas válvulas tienen por ello menos vida que las demás.

Efectos de carga espacial.

Según la figura 9-7, vemos que cuando hay electrones por el camino entre el cátodo y la placa, estos electrones representan un freno para los que están saliendo del cátodo, ya que como los electrones en camino

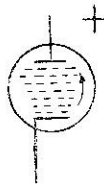


Fig. 9-7.

son cargas negativas, repelerán a los que salen. A este fenómeno se le llama *carga espacial*. Donde más se hará sentir este efecto es en las proximidades del cátodo. Como se comprende, la carga espacial está, en parte, determinada por el potencial de placa, ya que si aumentamos dicho potencial la carga espacial perderá su efecto, pues los electrones saldrán con mucha velocidad y ganarán la placa con más facilidad. Si el potencial de placa fuera bajo, los electrones saldrían con poca velocidad y muchos podrían volver hacia el cátodo, siendo en este caso pequeña la corriente de la válvula.

CAPITULO X

D I O D O

Constitución.

El diodo es una válvula de dos electrodos: uno llamado cátodo, que es el emisor de los electrones, y otro llamado ánodo, que es quien los atrae. Veamos la figura 10-1:

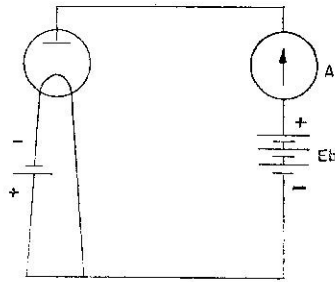


Fig. 10-1.

Si calentamos el cuerpo que emite electrones, el cátodo, bien directamente o indirectamente, estos electrones quedarán en libertad en el mismo cátodo. En estas condiciones, si hacemos la placa o ánodo muy positivo con respecto al cátodo, según las leyes de Coulomb, los electrones serán atraídos hacia la placa y tendremos así una corriente de electrones del cátodo a la placa. Repetimos que a la placa se la llama también ánodo. Para ver que el fenómeno tiene lugar como hemos indicado, basta con poner un miliamperímetro en la placa.

¿Cómo podríamos aumentar la corriente de placa? Hay dos respuestas inmediatas. Una de ellas sería ésta: si los electrones los da el cátodo cuando se calienta, cuanto más lo calentemos más electrones tendremos.

Esto es cierto, si bien llega un momento, llamado de saturación, que por mucho que calentamos el cátodo, la corriente no aumenta más, porque la placa no puede atraer más electrones. Decimos entonces que la válvula está saturada y la corriente en este caso se llama de saturación. La otra respuesta sería ésta: Hacer la placa más positiva para que pueda atraer más electrones, contrarrestando la carga espacial. Así ocurre el fenómeno, pero de todas las maneras también llega un momento de saturación en que, por mucho que aumentemos el potencial del ánodo, la corriente no aumenta, pues la placa atrae todos los electrones que emite el cátodo. Como en el caso anterior, decimos que la válvula está saturada.

El diodo es una válvula normalmente de alto vacío, cuyo funcionamiento hemos explicado. Si hubiera gas en su interior, al pasar los electrones del cátodo a la placa habría fenómenos de ionización. También es conveniente el vacío para evitar incandescencias, aunque esto puede lograrse con un vacío relativo o con gases no comburentes.

Sin embargo, también hay algunas válvulas que llevan en su interior gas, pero cuando esto sea, lo señalaremos de una manera concreta. Mientras no se diga nada, se entiende que nos estamos refiriendo a una válvula de alto vacío.

Según hemos explicado, las características de un diodo quedan determinadas por la temperatura del filamento o cátodo y por la tensión de placa. Dichas características quedan explicadas gráficamente por las curvas de las figuras 10-2, *a*, *b* y *c*. La figura *c* es equivalente a la *a* y la *b*.

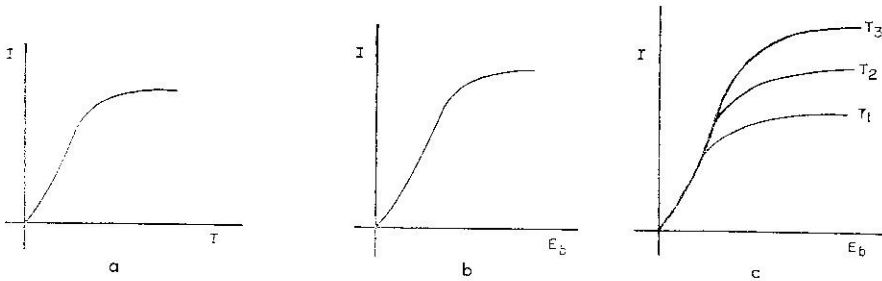


Fig. 10-2.

Limitación por carga espacial.

Esta pregunta la hemos contestado en las generalidades de las válvulas (ver fig. 9-1). Según la misma, la nube de electrones que hay entre el ánodo y la placa se oponen, como es lógico, a los electrones que salen del cátodo hacia la placa, limitando con ello la corriente de electrones

DIODO

de la válvula, etc. Como dijimos antes, la carga espacial está, en parte, determinada por el potencial de placa, ya que aumentando éste la carga espacial pierde parte de su efecto.

Relación entre corriente y tensión.

La relación entre la corriente y tensión en un diodo queda determinada por la expresión:

$$I_t = A \cdot E_b^{3/2}.$$

A es una constante que está determinada por la forma y dimensiones de la válvula.

Una expresión similar a ésta es la llamada ley de Child, y también fórmula de Langmuir, y es como sigue:

$$I_b = 2,3 \cdot 10^{-6} \frac{S_p}{d^2} E_b^{3/2}.$$

S_p se refiere a la superficie de los electrodos, y d , a la distancia entre ellos. Ambas cantidades se expresan en las mismas unidades.

Limitación por temperatura.

Hemos estudiado en preguntas anteriores que, al aumentar la temperatura, llegaba un momento de saturación en la corriente cátodo-ánodo, esto es debido a la carga espacial; pero aumentando la tensión de placa podemos, al calentar más el cátodo, obtener más corriente. Esto también tiene un límite, ya que el cátodo no soporta las temperaturas que deseamos, sino que se desintegran si éstas pasan del valor crítico de cada cuerpo. De esto ya se ha hablado del material que llevan los filamentos y los cátodos.

Corriente de saturación.

Esta pregunta ha quedado contestada en las anteriores. Ya hemos visto cómo calentando más el cátodo, o bien aumentando la tensión de placa, iba aumentando la corriente de placa. Esto era así hasta cierto momento, en el que la corriente continuaba con el mismo valor, aunque aumentáramos la tensión de placa o el calor del cátodo. A la corriente en dichos momentos se le llama de saturación.

Disipación de energía.

Debido a la emisión termiónica de los electrones y a la separación entre el cátodo y la placa, éstos cruzan dicho espacio con cierta facilidad, con lo que podemos decir que hay muy poca caída de tensión en el interior de la válvula, es decir, tiene resistencia interior relativamente pequeña. Siempre, naturalmente, que la placa tenga un potencial positivo con respecto al cátodo. Por ello, la pérdida de energía es casi despreciable.

En la parte donde realmente se disipa energía es en el filamento. La cantidad de energía que se disipa en él es fácil determinar, pues basta con aplicar la expresión $W = V \cdot I \cdot t$ o expresiones equivalentes. También hay pérdidas en el circuito de placa, etc., pero como hemos planteado la válvula diodo, repetimos, que la disipación más importante es la que se gasta en calentar el cátodo, que es importante y que depende del tipo de diodo.

CAPITULO XI

TRIODO

Constitución.

Se llama así a una válvula de vacío de tres electrodos y se puede considerar como un diodo al que hemos añadido una rejilla (fig. 11-1). La rejilla, como elemento físico, no pone apenas obstáculo para que los electrones pasen del cátodo a la placa, ya que su malla es muy clara y

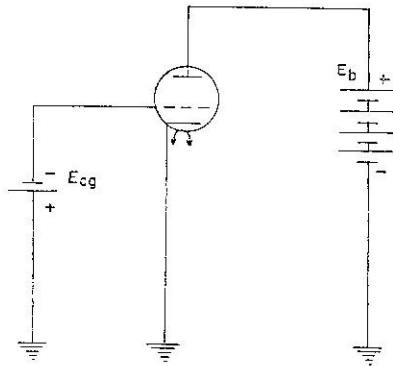


Fig 11-1.

pocos serán los electrones que choquen con ella. Si a una válvula diodo le añadimos una rejilla y la dejamos desconectada eléctricamente, esta rejilla no influye para nada en el funcionamiento del diodo. Ahora bien, si no es un obstáculo para el paso de los electrones, por dejar el enmallado sitios para que éstos pasen, sí puede serlo si la rejilla se conecta a diferente potencial que el cátodo.

Supongamos que hacemos la rejilla unos voltios negativa. En este caso la rejilla SI frena a los electrones, no por sus mallas, sino porque crea un campo electrostático que se opone a ellos y cuyo valor depen-

derá de los voltios que sea la rejilla más negativa que el cátodo. Si este campo lo hacemos elevado, con un potencial negativo de la rejilla con respecto al cátodo, la rejilla impedirá el paso de la corriente. Los electrones no pueden salir del cátodo. Se dirá que basta entonces con hacer el potencial de placa más positivo para contrarrestar este efecto, pero recordando la ley de Coulomb, la fuerza de atracción o repulsión es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia, y como la rejilla está mucho más próxima al cátodo, podemos controlar la corriente de la válvula con pequeñas tensiones de rejilla (fig. 11-2).

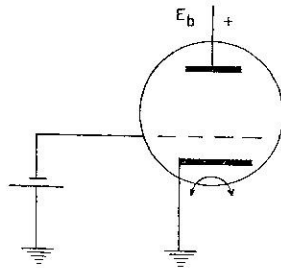


Fig. 11-2.

Acción de la rejilla.

El objeto de la rejilla en los triodos es controlar la corriente de la válvula con pequeñas variaciones de tensión entre rejilla y cátodo. Por ello también a esta rejilla se le llama de mando. El verdadero objeto de la rejilla, así como su acción, se comprenderán cuando se estudien los amplificadores.

Relación entre corriente de placa y tensión. Curvas características.

Hemos dicho antes que la tensión de rejilla tenía mucho más efecto que la de placa en las variaciones de la corriente de la válvula. También dijimos que era debido a la proximidad de la rejilla al cátodo.

La relación entre la eficacia de la tensión de rejilla y la eficacia de la tensión de placa para controlar la corriente se llama factor de amplificación y se representa por la letra μ . En este caso, la tensión que hay que tener en cuenta para calcular la corriente de la válvula es $E_{cg} + E_b/\mu$, esa corriente es proporcional a dicha tensión. Supuesta la rejilla negativa, no atrae corriente y, por tanto, toda la corriente de la válvula va del cátodo a la placa.

La corriente de placa que llamamos $I_b = k (E_{cg} + E_b)^{3/2}$, k es una

TRIODO

corriente que depende de las dimensiones de la válvula. No habrá corriente de placa si $(Ec_g + E_b/\mu) = 0$, que se llama condición de corte de la válvula. Ec_g , tensión continua de rejilla. E_b , tensión continua de la batería de placa.

Como se ve, esta ecuación es análoga a la del diodo.

Se desprende de lo estudiado hasta aquí que las principales características que definen un triodo son las relaciones entre la corriente de placa en función de la tensión de rejilla cuando la tensión de placa es constante, y la relación entre la corriente de placa en función de la tensión de placa cuando la tensión de rejilla es constante. Estas características también quedan expresadas por las dos familias de curvas siguientes (figuras 11-3, *a* y *b*).

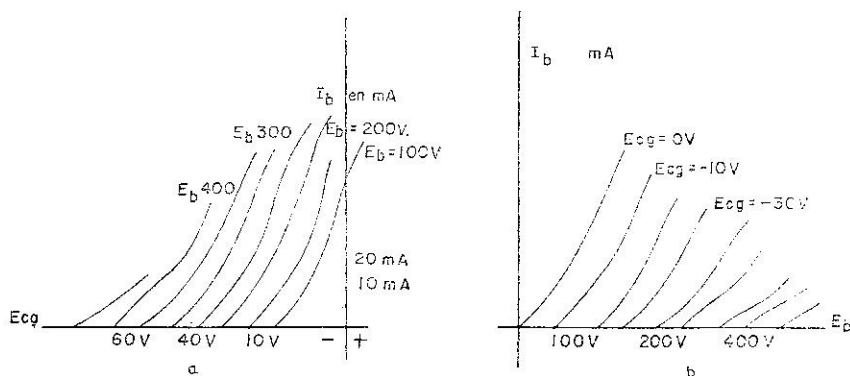


Fig. 11-3.

Hemos dicho ya que las válvulas dejaban de conducir cuando $(Ec_g + E_b/\mu) = 0$, luego $Ec_g = -E_b/\mu$, que es la tensión de corte de rejilla, o sea, los voltios que tiene que ser más negativa la rejilla que el cátodo, para que la válvula no conduzca.

Si la rejilla fuera positiva también atraería electrones, y la corriente total que saldría del cátodo sería la de rejilla más la de placa:

$$I_b + I_{cg} = k \left(Ec_g + \frac{E_b}{\mu} \right)^{3/2}.$$

Las características estudiadas del triodo, tanto escritas como gráficamente, son estáticas, es decir, en condiciones sin variación. Si hubiera variaciones en las tensiones y, por tanto, en la corriente, las características se llaman dinámicas. Para estudiar dichas características, tengamos en cuenta las figuras siguientes.

Supongamos que la rejilla tiene una tensión continua Ec_g y que la

válvula está funcionando. Al pasar la corriente por la resistencia R_L habrá una caída de tensión en ella, en cuyo caso a la placa no llega la tensión E_b , sino que parte se queda en R_L (fig. 11-4).

Supongamos que, así las cosas, llega a la rejilla una tensión alterna, como señalamos en la figura 11-4, *b*. En este caso la rejilla variará su

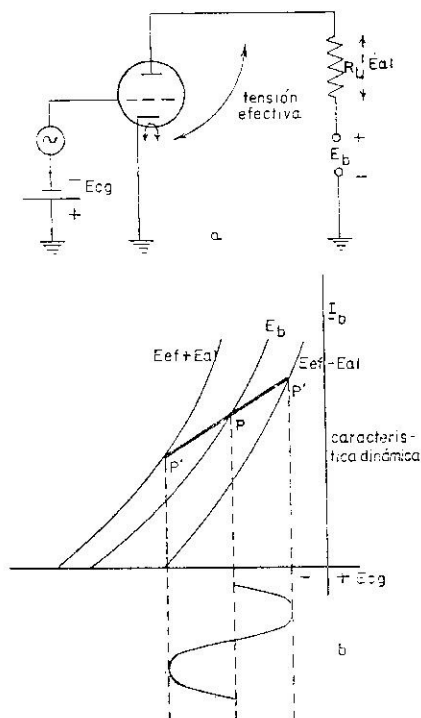


Fig. 11-4.

tensión negativa y con ello da lugar a cambios de corriente. Cuando la rejilla se hace más negativa, la corriente disminuye y entonces hay menos caída de tensión en R_L y será mayor la tensión de placa. Cuando la rejilla se hace menos negativa, habrá más corriente de placa, pero a su vez será mayor la caída de tensión en R_L ; por tanto, baja la tensión real que hay en la placa. Es decir, si a la rejilla llega una tensión variable, variará el potencial de rejilla y por su causa la tensión efectiva entre el cátodo y la placa, y por ello variarán las características de la válvula. Por ello, a las anteriores se las llama estáticas, porque todo está quieto, y a éstas, se las llama dinámicas, porque es en trabajo.

TRIODO

Nota.—Las características de las válvulas no son las curvas. Quien caracteriza a una válvula son las magnitudes E_b , E_{cg} e I_b , y también los coeficientes que estudiamos a continuación y que se deducen de las magnitudes citadas.

Las curvas nos dan una idea gráfica de lo que pasa en las válvulas, de sus características.

La ecuación de un triodo y supuestas las curvas, rectas y paralelas, puede escribirse:

$$I_b Ri = \mu E_{cg} + E_{efe} - A.$$

Siendo A el valor de E_b de la recta que pasa por el origen de coordenadas.

Corriente de rejilla.

Normalmente no suele haber corriente de rejilla en los triodos, ya que lo interesante de la rejilla es controlar, y como esto se puede hacer con la rejilla negativa, se hace así, evitándonos con ello un gasto inútil que sería la corriente de rejilla. No obstante, hay algunos casos en que nos interesa una cierta corriente de rejilla para algunos fenómenos. Como hemos dicho antes, si hay corriente de rejilla, la total que sale del cátodo es la corriente de rejilla, la total que sale del cátodo es la corriente de placa más la de rejilla.

Coefficientes: amplificación, resistencia de placa, transconductancia.

Las características de una válvula pueden quedar fácilmente expresadas por los siguientes coeficientes:

1.º El coeficiente de amplificación μ , que nos dice cuántas veces es mayor la eficacia de un V en la rejilla que en la placa para modificar la corriente de placa. Se define como la relación entre el incremento de la tensión de placa y la de rejilla para I_b constante:

$$\mu = \frac{\Delta E_b}{\Delta E_{cg}} \text{ (para } I_b \text{ Cte.) } \text{ ó } \mu = \frac{dE_b}{dE_{cg}}.$$

Observando las curvas características de las válvulas, vemos que no siempre los mismos incrementos de tensión en la rejilla producen las mismas variaciones en la tensión de placa. Esto se verifica solamente en la parte recta de las características.

2.º *Resistencia interior de la válvula.*—Como es lógico, los electrones, para ir del cátodo a la placa, tienen que seguir un camino que presenta ciertas dificultades para el paso de dichas cargas eléctricas, es decir, la válvula tiene una resistencia en su interior. Esta resistencia es igual a la relación entre las variaciones de la tensión de placa y la corriente de placa, para una tensión de rejilla constante. Por tanto, podemos escribir:

Resistencia interior

$$Ri = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b} \text{ (Ecg Cte.) } \text{ ó } Ri = \frac{dE_b}{dI_b}.$$

Esta resistencia lo es en condiciones de trabajo de la válvula; por ello se llama también resistencia dinámica. La válvula NO presenta siempre la misma resistencia para los diferentes valores de la intensidad.

3.º *Pendiente de la válvula.*—Como en cualquier curva, es la relación de los incrementos del eje de ordenadas y el de abscisas. En este caso tenemos:

$$p \text{ ó } gm = \frac{\Delta I_b}{\Delta Ecg} \text{ (Eb Cte.) } \quad gm = \frac{dI_b}{dEcg};$$

gm se mide en amperios/voltios o mhos.

La pendiente de la válvula es constante en la parte recta de la característica. La pendiente y la *Ri* son inversamente proporcionales.

4.º *Transconductancia o conductancia mutua.*—Se define como la pendiente, es decir:

$$gm = \frac{\Delta I_b}{\Delta Ecg} \text{ (Eb Cte.)}.$$

Si bien en las relaciones posteriores tenemos que $gm = \mu/Ri$, expresión que nos define perfectamente el comportamiento de la válvula, mientras que la pendiente es un concepto más matemático. Si hacemos estas observaciones es porque algunos libros hablan de la tangente, y otros, de la transconductancia.

Relación entre coeficientes.

$$p = gm = \frac{\Delta I_b}{\Delta Ecg} = \frac{\frac{\Delta E_b}{Ri}}{\frac{\Delta E_b}{\mu}} = \frac{\mu}{Ri}, \text{ o sea, } gm = \frac{\mu}{Ri}.$$

TRIODO

Como resumen, podemos decir que el μ de los triodos es del orden de 3 a 100. Con válvulas de otros electrodos se logran coeficientes de amplificación mucho mayores.

La R_i del triodo varía de unos cientos a 20.000 Ω .

La transconductancia, como hemos visto, depende de R_i y μ .

Línea de carga.

En preguntas posteriores veremos que el triodo necesita una carga para amplificar, donde son sensibles las variaciones de corriente producidas por las variaciones de la tensión de rejilla. En la figura siguiente dibujamos un triodo con resistencia de carga R_L . Es importante hacer notar que la tensión *efectiva* que hay entre la placa y el cátodo no es E_b cuando la válvula conduce, puesto que hay una caída de tensión en R_L .
 $Tensión\ efectiva = E_b - I_b \cdot R_L$.

Si tomamos dos ejes de coordenadas como los de la figura 11-5, *b*, en

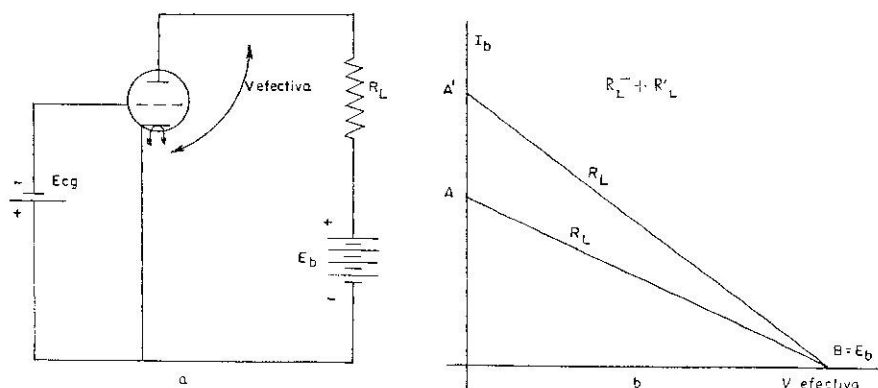


Fig. 11-5.

los que representamos la tensión efectiva entre placa y cátodo (V , efectiva, e I_b , del triodo), podemos dibujar los puntos extremos A y B como sigue: supongamos que llevamos la válvula al punto de corte, en cuyo caso, $I_b = 0$, a pesar de tener una tensión *efectiva* = B. El corte de la válvula podemos lograrlo haciendo más negativo E_{cg} . En este caso, al no haber corriente, no hay caída de tensión en R_L , y toda la tensión E_b queda, por tanto, aplicada a la válvula, siendo igual a B la máxima tensión efectiva. Otro caso extremo será hacer que la válvula conduzca fuertemente. Entonces, a medida que aumente I_b , habrá más caída de tensión en R_L y, por tanto, será menor la tensión efectiva entre placa y

cátodo, hasta llegar a una $I_{bmáx}$ (en eje $I_{bmáx} = A$), que producirá tal caída de tensión en R_L , que la tensión efectiva sea cero, ya que, repetimos, si vamos aumentando I_b , aumentaremos la caída de tensión en R_L hasta llegar un momento que la tensión efectiva sea cero.

La recta que une los puntos A y B se llama recta de carga. La pendiente de esta recta (la inclinación) depende del valor de la carga R_L . Supongamos que tenemos la misma batería que en el ejemplo anterior, con lo que el punto B no varía, y cambiamos R_L por R'_L , que sea más pequeña. ¿Qué ocurrirá? Recordemos la explicación $E_{ef} = B - I_b \cdot R_L$; tendremos que al aumentar I_b para hacer la tensión efectiva igual a cero, como ha disminuido R_L , el punto A tendrá que tener más valor. Por ejemplo, si R'_L fuera la mitad que R_L , el punto A' subiría el doble que A , pues I_b tendría que ser doble en este caso.

Estos conceptos son muy importantes, pues al hablar de los amplificadores nos ayudarán a comprenderlos mejor.

Ejemplo de aplicación de las curvas características.

Al hablar de las características de las válvulas ya hemos visto que las más importantes quedan determinadas por su factor de amplificación, su resistencia interna y su transconductancia o pendiente. Estas características nos las pueden dar numéricamente y también gráficamente. En este caso, tendremos que deducir del gráfico de la figura 11-6 los tres coeficientes mencionados.

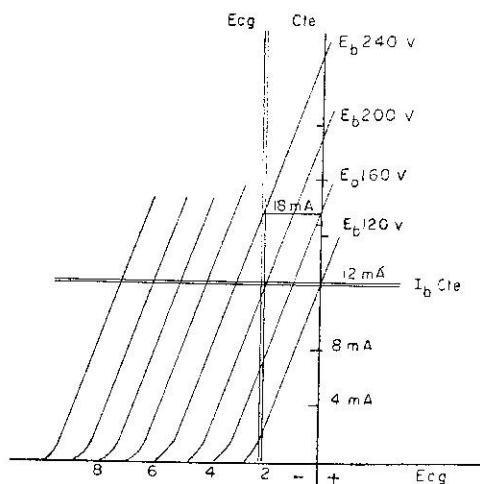


Fig. 11-6.

TRIODO

$$Ri = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b} \text{ (para } Ecg \text{ Cte.)}.$$

Si en la figura elegimos, por ejemplo, Ecg constante = -2 V, al variar E_b de 200 a 240 V, I_b ha variado de 12 mA a 18 mA, luego:

$$Ri = \frac{240 - 200}{0,018 - 0,012} = \frac{40}{0,006} = \frac{4.000}{6} = 6.666 \Omega,$$

coeficiente de amplificación

$$\mu = \frac{\Delta E_b}{\Delta Ecg} (I_b \text{ Cte.}),$$

luego si tomamos I_b constante, 12 mA, vemos, por ejemplo, que cuando Ecg pasa de 0 V a -2 V, E_b pasa de 120 a 200 V, por ello:

$$\mu = \frac{200 - 120}{2 - 0} = \frac{80}{2} = 40.$$

La transconductancia podemos hallarla de igual manera o por la relación:

$$gm = \frac{\mu}{Ri} = \frac{40}{6.666} \text{ A/V o Mhos.}$$

Nota.—Esto es correcto, supuestas las características rectas y paralelas.

Hay otras familias de curvas, con las que se pueden hacer las mismas deducciones.

CAPITULO XII

TETRODOS Y PENTODOS

Constitución y funcionamiento de tetrodos y pentodos.

Los triodos presentan capacidades entre la placa y el cátodo, la placa y la rejilla y la rejilla y el cátodo. Estas capacidades, aunque pequeñas, producen realimentaciones de un electrodo a otro, y en frecuencias muy altas representan un problema. Entre otras cosas, éste es uno de los motivos por lo que en las válvulas de vacío se introducen nuevos electrodos a los del triodo. Estos elementos que añadimos suelen ser rejillas, que tienen efectos sus potenciales, puesto que crean campos electrostáticos, pero a la vez dejan pasar entre sus mallas los electrones del cátodo a la placa.

Si al triodo le añadimos una rejilla más, tenemos el tetrodo. En la figura 12-1 lo representamos. A esta nueva rejilla se le llama pantalla, ya que apantalla (aisla) los campos entre la placa y los otros electrodos. E_{cgp} , tensión de rejilla pantalla.

En el caso del tetrodo, la corriente total es la que circula por la pla-

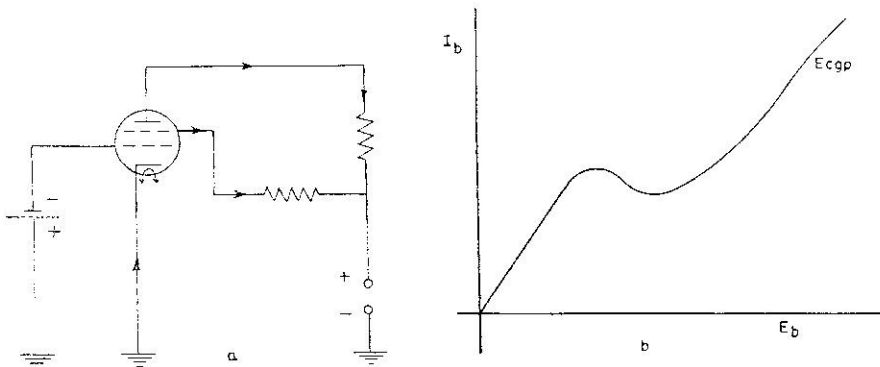


Fig. 12-1.

ca, más la que pasa por la rejilla pantalla, y si la rejilla de control fuera positiva, más la de ella.

El tetrodo, como mostramos en su curva característica, presenta un inconveniente, que es como sigue: Cuando la corriente de placa ha alcanzado cierto valor, muchos de los electrones que llegan a la placa chocan contra ella y son repelidos, y como la rejilla pantalla es positiva, son atraídos por dicha rejilla. Este fenómeno hace que la corriente de placa disminuya, como se muestra en la característica. Esto normalmente es un inconveniente, por lo que estas válvulas tienen limitadas aplicaciones.

Pentodo.

Si al tetrodo le añadimos una rejilla, tenemos el pentodo, y esto es lo que realmente hacemos. Como el inconveniente del tetrodo eran los electrones secundarios emitidos por la placa, se puede evitar dicho inconveniente, poniendo la nueva rejilla entre la placa y la rejilla pantalla,

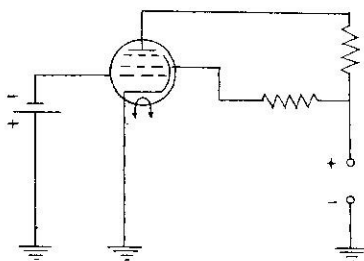


Fig. 12-2.

pero con la condición que esté a potencial negativo. De esta forma, repelerá a los electrones que salgan de la placa. Esta rejilla se une por el interior de la válvula al cátodo y así está a un potencial muy negativo respecto a la placa y la pantalla, y a la vez no es más negativa que el cátodo que sería un inconveniente para que los electrones del cátodo llegaran a la placa.

Hay que hacer notar en esta válvula que las partes que afectan a la corriente de los electrones son: primero, la emisión del cátodo; segundo, la tensión de rejilla control, y tercero, la tensión de rejilla pantalla. *La tensión de placa no tiene efecto*, pues queda blindada por la rejilla que hemos colocado entre la placa y la pantalla y que se llama *supresora*, que suprime la emisión de electrones de la placa a la pantalla. También como en el tetrodo, la placa queda apantallada del cátodo por

la rejilla pantalla. Esto hay que tenerlo en cuenta incluso para la cuestión de averías, pues a primera vista parece que si se corta la tensión de pantalla, la válvula debería funcionar, si bien con menos rendimiento. Si se corta la tensión de pantalla, la válvula se anula, a no ser que sea muy elevado el potencial de placa, en cuyo caso la válvula funcionará mal y se estropeará.

Por tanto, el campo electrostático en las proximidades del cátodo es proporcional a la magnitud $(Ec_g + Ec_{gp}/\mu p)$, siendo Ec_g la tensión de la rejilla de control, y Ec_{gp} , la tensión de la rejilla pantalla; μp es la constante de amplificación de corte de la válvula del cátodo a la rejilla pantalla.

La corriente total que sale del cátodo, y supuesta negativa la rejilla de control, viene expresada por:

$$I_b + I_{cgp} = K (Ec_g + \frac{Ec_{gp}}{\mu p})^{3/2}.$$

La válvula está en el corte cuando $Ec_g + Ec_{gp}/\mu p = 0$, de donde $Ec_g = -Ec_{gp}/\mu p$.

Los electrones son atraídos hacia la rejilla pantalla. Ahora bien, en estas proximidades, el campo de la placa ya tiene efecto, y como los electrones pueden pasar entre las mallas de las rejillas, llegan a la placa.

Válvulas de pendiente variable.

Es muy útil a veces en los amplificadores poder bajar el nivel de la señal si ésta es muy intensa. Para lograr esto es interesante tener válvulas de μ variable o pendiente variable, con objeto de que en ciertos casos amplifiquemos menos. En la figura 12-3 hemos dibujado las características de dos pentodos: una es casi recta, luego la pendiente no varía, y la amplificación es uniforme en toda la recta. En cambio, en la otra curva no ocurre lo mismo: está proyectada de forma que al darle a la rejilla un fuerte potencial negativo no se corta la válvula, sino simplemente lo que hacemos es disminuir la pendiente y el coeficiente de amplificación, y la válvula amplificará menos. Es decir, según en el punto en que trabajemos, tendremos un mayor o menor factor de amplificación. Recordemos que $\mu = gm \cdot Ri$. En la característica que casi es recta, la pendiente no varía y, por tanto, tampoco el μ . En la característica, que no llega la válvula al corte hasta un potencial muy negativo de rejilla, vemos que la pendiente varía mucho de unos puntos a otros, luego varía el μ .

TETRODOS Y PENTODOS

Para lograr esto en las válvulas, los constructores varían el paso de la hélice de la rejilla de control.

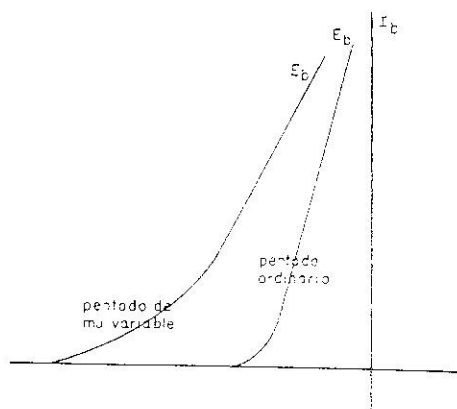


Fig. 12-3.

Válvulas de haces electrónicos.

Una característica del pentodo era la rejilla supresora para impedir que la placa devolviera electrones a la rejilla pantalla y evitar así una disminución en la corriente de placa, como ocurría en los tetrodos.

Este mismo efecto se consigue con las válvulas de haces dirigidos, las cuales también pueden considerarse como pentodos, si bien el mismo fin se consigue por distinto método (fig. 12-4).

Estas válvulas constan de cátodo, rejilla de mando, rejilla pantalla, placa y una parte nueva. Esta parte nueva son dos placas que rodean

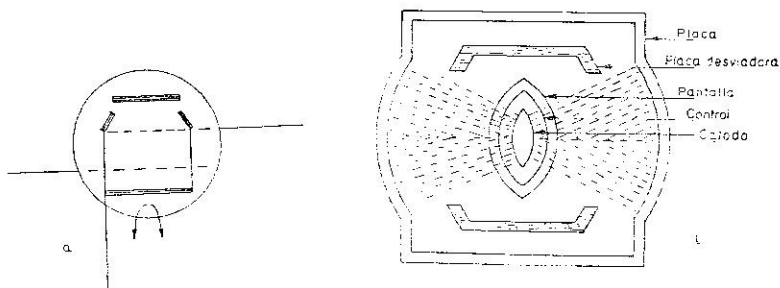


Fig. 12-4.

a las rejillas, si bien NO las rodean del todo, sino que dejan unos espacios para que los electrones que salen del cátodo y pasan por las rejillas lleguen a la placa formando una gran nube en su proximidad. Esta gran nube equivale a la rejilla supresora, ya que los electrones que son devueltos por la placa no la pueden dejar, porque esa nube de electrones en su proximidad no los deja salir de la placa. *Esta válvula es muy utilizada y tiene la ventaja de que con la misma emisión catódica se logra más potencia que con los pentodos ordinarios.*

Nota.—La constante de amplificación de los pentodos es muy elevada y se consiguen valores superiores a 1.000.

Relación entre corriente y tensión de tetrodos y pentodos.

Esta pregunta ha quedado realmente contestada en las anteriores. Ya hemos dicho que en los tetrodos la rejilla pantalla recibía este nombre porque apantalla los campos electrostáticos entre la placa y el cátodo. El apantallamiento en principio tenía por objeto eliminar las capacidades intereléctricas, pero a la vez, al apantallar dichos campos, modifica la relación entre las tensiones y corrientes. Ya hemos dicho que dicha relación es la expresada por la fórmula:

$$I_b + I_{cp} = K \left(E_{cg} + \frac{E_{cgp}}{\mu p} \right)^{3/2}.$$

Vemos que en esta expresión no tiene influencia el potencial de la placa.

Curvas características y coeficientes.

Al hablar del tetrodo dibujamos su curva característica; por ello en este caso nos referimos únicamente al pentodo.

Para dibujar las curvas características del pentodo, hay que tener en cuenta que, al hacerlo en el plano y tener como variables la tensión de placa, la de supresora, la de rejilla control y la corriente, es necesario dejar fija una de las tensiones para toda una familia de curvas, y tener en cuenta, además, que pueden ser curvas de corriente de placa o de pantalla, etc. En las curvas que dibujemos hacemos notar esto (fig 12-5).

En la primera familia de curvas observaremos lo estudiado ya: que el potencial de placa, una vez que alcanza unos voltios, no influye en la corriente de la válvula.

En cuanto a los coeficientes μ , R_i y g_m , son similares a los estudiados en el triodo, ya que normalmente la rejilla pantalla añadida y la supre-

sora trabajan a potenciales fijos. La diferencia más notable está en los valores. Así, el coeficiente de amplificación del triodo es del orden de la decena o decena; en el pentodo es del orden de 1.000 ó 2.000 y a veces más alto. Este alto valor no hace a la válvula pentodo más inestable.

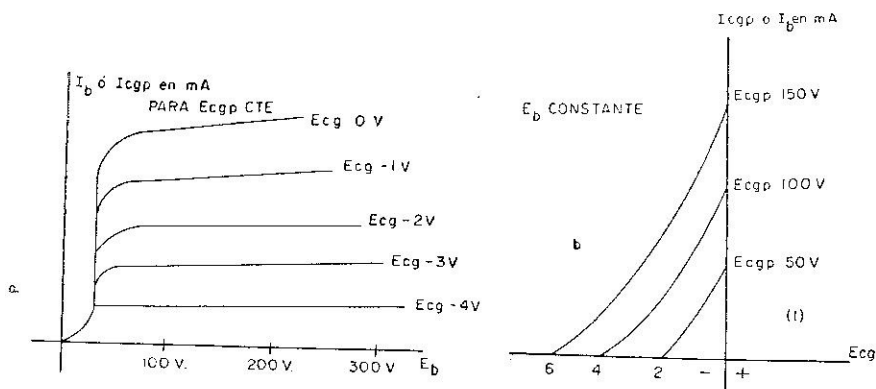


Fig. 12.5.

Detallando un poco podemos decir que el coeficiente de amplificación es, como en los triodos, $\mu = \Delta E_b / \Delta E_{cgp}$, si bien el coeficiente de amplificación que gobierna la válvula es μ_p , que nos dice la efectividad entre la rejilla de control y pantalla. Este factor de amplificación es mucho menor que la amplificación de la válvula. Es del orden de 5 a 25, como podía suponerse por su analogía con el del triodo en cuanto a los fenómenos.

En cuanto a R_i , nos interesa, como en el triodo, la relación de la tensión de placa con la intensidad de placa.

$R_i = \Delta E_b / \Delta I_b$ (E_{cgp} y E_{cgp} Ctes.). Con respecto a la pantalla es $R_i = \Delta E_{cgp} / \Delta I_{cgp}$ (E_b y E_{cgp} Ctes.).

Hay que hacer notar que la $R_i = \Delta E_b / \Delta I_b$ es muy elevada en comparación con los triodos. En los pentodos es del orden de cientos de miles de ohmios, mientras que en el triodo es de unos miles. Esto es normal, pues las vicisitudes que tienen que pasar los electrones del cátodo a la placa son grandes en los pentodos debido a las rejillas y a sus campos electrostáticos.

En cuanto a g_m , lo mismo que las constantes anteriores, tiene importancia la transconductancia de rejilla a placa y de rejilla a pantalla. La primera es la más importante, ya que normalmente nos interesan los fenómenos relacionados entre la entrada, rejilla-cátodo, y la salida, placa-cátodo.

$$gm = \frac{\mu}{Ri \text{ (de placa)}} \quad gm_{gp} = \frac{\mu p}{Ri \text{ (de pantalla)}}$$

Estudio comparativo de triodos y pentodos.

En la comparación de ambas válvulas tendremos que decir que cada una tiene sus ventajas según la utilización. Cuando se puede utilizar indistintamente una u otra, la ventaja la llevan los pentodos, con los que hay menos realimentación de un circuito a otro de la válvula, fenómeno importante, como veremos al hablar de oscilaciones parásitas, etc.

Es también notable la ventaja del pentodo sobre el triodo por su mayor coeficiente de amplificación.

En cuanto a la resistencia interna de la válvula, es mucho mayor la del pentodo que la del triodo. Si la intensidad de la placa de germanio es grande, hay más caída de tensión en la válvula pentodo y podría ser un inconveniente en potencias muy elevadas; no obstante, se utilizan válvulas pentodos hasta 2 KW, siendo cada vez mayor el número de válvulas que salen al mercado y que mejoran las condiciones de las anteriores. En los amplificadores de pequeñas potencias, como en receptores de radio y televisión, amplificadores de sonido, etc., se utiliza el pentodo.

El pentodo tiene, además de los circuitos de placa y rejilla control, el de pantalla, pero esto no representa problemas. En cuanto a la supresora, normalmente va unida al cátodo por el interior de la válvula y no requiere nada especial.

Nota.—Al hablar de limitaciones en los dispositivos electrónicos, tanto en válvulas como en transistores, hay que tener en cuenta, que es tal el avance de la ciencia, que lo que hoy son limitaciones, mañana han dejado de serlo. Por ello, repetimos, las limitaciones son relativas, pues cada día son muchos los dispositivos nuevos que dejan atrás esas limitaciones.

CAPITULO XIII

GAS RESIDUAL EN LAS VALVULAS DE ALTO VACIO

Efectos del gas residual en el funcionamiento de las válvulas de alto vacío.

Al estudiar la emisión termiónica, así como la emisión por choque, ya se estudiaron estos detalles, si bien ahora los matizaremos un poco. No es posible hacer un vacío perfecto y por ello nos referimos a un vacío relativo en las válvulas. Los electrones que salen del cátodo hacia el ánodo a veces chocan con las moléculas de gas residual. Dichas moléculas, al ser bombardeadas por electrones, pueden perder electrones de sus órbitas y se ionizan. La ionización de este tipo dará lugar a iones positivos, ya que, como sabemos, los átomos son eléctricamente neutros, es decir, tienen el mismo número de cargas positivas que de negativas; por tanto, si pierden electrones —cargas negativas— se convierten en iones positivos. Estos iones positivos serán repelidos por la placa y, en cambio, atraídos por el cátodo.

La rejilla de control, si es negativa, como ocurre normalmente, también los atraerá y puede haber corriente de rejilla.

Bombardeo del cátodo por iones.

Los iones positivos, procedentes del gas residual, llegarán al cátodo con cierta velocidad, y como tienen una masa importante, su energía cinética puede deteriorar el cátodo. Este deterioro es de dos causas: la primera, de tipo mecánico, los iones al chocar contra el cátodo lo rompen; la segunda es de tipo químico, debido a la alta temperatura que está el cátodo; al llegar a él los iones pueden tener lugar reacciones químicas, con lo que se alteran las propiedades del cátodo. Para solucionar esto se ponen materiales especiales en el cátodo o filamento, de manera que aguanten el bombardeo sin romperse y que no se produzcan

reacciones químicas. Buena solución es lograr un alto vacío en las válvulas.

Corriente iónica de rejilla.

Si la rejilla de control es negativa (normalmente es así), atraerá los iones positivos y tendremos una corriente de iones por dicha rejilla. A pesar de ser una corriente muy pequeña, si ponemos en serie una gran resistencia, en ella puede haber una caída de tensión notable, por lo que es conveniente que el valor de dicha resistencia quede limitado, teniendo en cuenta estos fenómenos.

En caso contrario, la rejilla se haría muy positiva, aumentaría la corriente de placa y la válvula se dañaría. Esto, sin embargo, no sólo tiene utilidad teórica, sino que también la tiene práctica. Este fenómeno pude observarlo en un emisor. El equipo no funcionaba y había una gran corriente de placa y rejilla. Al repasar el equipo, todos los circuitos estaban correctos. La válvula aparentaba estar bien. Al cambiar la válvula por una de repuesto, ocurrió lo mismo. Como los fenómenos eran los que se han estudiado en este capítulo, se supuso que la válvula de repuesto la habían cambiado y no habían anotado que estaba mala tal vez por creer el que la cambió que no estaba mal. Se buscó una válvula nueva con garantía y el equipo funcionó.

Cuando la rejilla es negativa, no debe haber corriente de rejilla; si la hay es porque en su interior hay gas. Esta corriente es proporcional a los iones positivos y no deberá pasar de ciertos límites. En los emisores, si trabajan en clase C o con rejilla a masa, tendremos una corriente de rejilla. En estos casos, el miliamperímetro que señala la corriente de rejilla moverá la aguja hacia la izquierda, menos de cero. Esto, a su vez, puede dar origen a que se queme alguna resistencia de rejilla.

Evacuación de los gases.

Por lo estudiado en preguntas anteriores, comprendemos que la evacuación de los gases en las válvulas de vacío es fundamental, y que si no hay un vacío relativamente elevado, una válvula no puede funcionar.

La electrónica no se hubiera desarrollado si en otras partes de la Física no se hubiera estudiado la forma de lograr grandes vacíos.

En Física se estudia que están las llamadas bombas rotatorias de aceite, también denominadas bombas CENCO, con las que se puede lograr un vacío hasta 10^{-4} mm de mercurio. Con ayuda de estas bombas y las de difusión de mercurio o aceite se logran vacíos hasta 10^{-8} mm de mercurio.

El estudio de estas bombas puede hacerlo quien lo desee, consultando textos de Física general, o bien tratados especializados.

CAPITULO XIV

VALVULAS ELECTRONICAS PARA FRECUENCIAS MUY ALTAS Y MICROONDAS

Efecto de la capacidad entre los electrodos y de la inductancia entre las conexiones.

Ya hemos dicho en anteriores preguntas que dos conductores a diferente potencial y separados por un dieléctrico forman un condensador. En las válvulas, sabemos que ocurre esto entre placa y rejilla, rejilla y cátodo y placa-cátodo. Si los electrodos cambian sus potenciales, equivale a cargar y descargar un condensador y hay transferencia de energía de un circuito a otro.

También sabemos que en los fenómenos de inducción no sólo influye la inductancia, sino las variaciones de corriente; por ello, en frecuencias muy elevadas, aunque la inductancia L sea pequeña, al ser muy elevada la variación de flujo con relación a la del tiempo, estos fenómenos son de importancia. Recordemos que la X_L de una bobina es $L\omega$, por tanto, aunque L esté sólo constituida por el terminal de un electrodo, como la velocidad angular ω es tan enorme en las microondas, X_L alcanza un valor que hay que tener en cuenta.

También hay que tener presente que si tenemos una inductancia asociada a un condensador, ambos producirán fenómenos de resonancia según la expresión tan conocida:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}},$$

y como en las frecuencias en cuestión f es muy elevada, resulta que, aunque L y C sean magnitudes muy pequeñas, puede producirse resonancia y oscilaciones perjudiciales.

En la figura 14-1 dibujamos estas magnitudes.

Para evitar estos defectos en frecuencias muy elevadas, en las que

se reduce al mínimo el área de los electrodos, con lo que disminuye su capacidad, si bien esta reducción, como es lógico, limita la potencia que pueda disipar la válvula. Los conductores se hacen de la mínima longitud y gruesas para reducir al máximo su autoinducción.

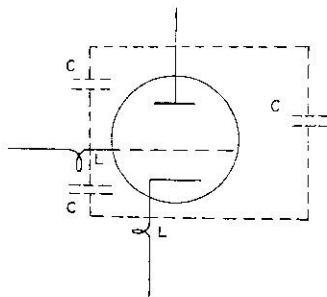


Fig. 14-1.

También se utilizan conductores dobles. Válvulas de este tipo son las llamadas válvulas faro, válvulas bellota, etc.

Efecto del tiempo de tránsito.

Si suponemos, por ejemplo, un diodo como el de la figura 14-2, al que aplicamos una diferencia de potencial alterno entre el cátodo y la placa, cuando ésta sea más positiva que el cátodo, los electrones de éste irán hacia la placa, aunque tardarán un tiempo en llegar.

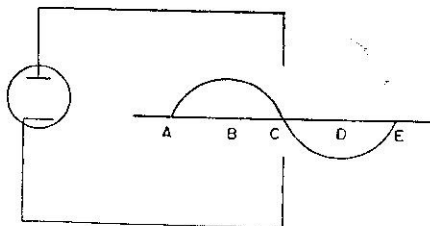


Fig. 14-2.

Supongamos que la placa es positiva del tiempo A al C. ¿Qué podemos decir que pasará en el tiempo C? Pues que habrá muchos electrones, en cambio, del cátodo a la placa; pero a partir del tiempo C al E,

la placa se hace negativa y, por tanto, repele los electrones que se le aproximan; luego esos electrones que habrá en camino sufren una aceleración negativa. Los que están próximos a la placa, debido a la velocidad que llevan, aunque reciban una aceleración negativa, acabarán llegando a ella. Es decir, a la placa llegarán electrones de más de medio período; en cambio, los electrones más alejados acabarán parándose y volverán de nuevo hacia el cátodo. Esto, por otra parte, será fácil para los que están próximos al cátodo, pero antes de llegar pasa el tiempo durante el cual el ánodo es negativo, la placa se vuelve a hacer positiva y de nuevo atrae electrones, aunque es indudable que éstos han tardado mucho más en llegar al ánodo que los primeros.

Como es lógico, estos fenómenos serán más sensibles cuanto mayor sea la frecuencia, y son de tener en cuenta en las frecuencias elevadas.

Finalmente, diremos que cuando los electrones van hacia la placa, tendremos en ésta una corriente positiva *inducida* por los electrones que llegan, pero, en cambio, tenemos una corriente negativa cuando los electrones se alejan hacia el cátodo.

En los triodos amplificadores aplicamos una tensión alterna entre rejilla y cátodo, lo mismo en los pentodos, y entre los electrones seguirán teniendo lugar los fenómenos estudiados, aunque influenciados por los electrodos de las válvulas.

En general, podemos decir que cuando el *tiempo* de tránsito de los electrones NO es corto con relación al período T de la tensión de radiofrecuencia, la válvula no funciona correctamente. Cuando T es muy pequeño, en relación al tiempo de tránsito, este fenómeno limita el uso de las válvulas corrientes. El tiempo de tránsito, la capacidad entre electrodos y la L de las conexiones, limitan las válvulas ordinarias para funciones en microondas.

Distintos tipos de válvulas para frecuencias muy altas.

En la primera pregunta de este capítulo ya hemos hablado de esto y dijimos que hay que construir válvulas con las mínimas capacidades e inductancias posibles. Ahora, con lo hablado, además, en la pregunta sobre el tiempo de tránsito, tenemos la necesidad de que los electrodos de las válvulas estén muy juntos, si bien esta propiedad está en contradicción con la necesidad de disminuir la capacidad entre los electrodos. El tiempo de tránsito también puede disminuirse haciendo válvulas con alto potencial de placa.

Repetimos, para disminuir el tiempo de tránsito es necesario un alto potencial de placa.

Si los electrodos deben estar muy juntos para disminuir el tiempo de tránsito y si deben tener la mínima superficie para evitar capacidades,

tendremos válvulas que pueden disipar poca potencia. En las preguntas que siguen estudiaremos nuevas válvulas electrónicas que pueden trabajar en frecuencias superiores a los 3.000 Mc/s, precisamente aprovechando el fenómeno estudiado del tiempo de tránsito.

Modulación de velocidad de un haz electrónico.

Supongamos que tenemos un tubo como el de la figura 14-3. El cátodo emite electrones que, enfocados y acelerados por los ánodos, se dirigen hacia A.

Este haz de electrones pasa por las rejillas que están unidas a un circuito oscilante. Un circuito oscilante equivale a un generador de corriente alterna de muy alta frecuencia. Supongamos que el haz llega a las rejillas con velocidad uniforme (las rejillas, cuando la tensión alterna es cero, están al potencial de los ánodos aceleradores). Al llegar el haz de electrones a las rejillas, puede ocurrir que éstas estén en el

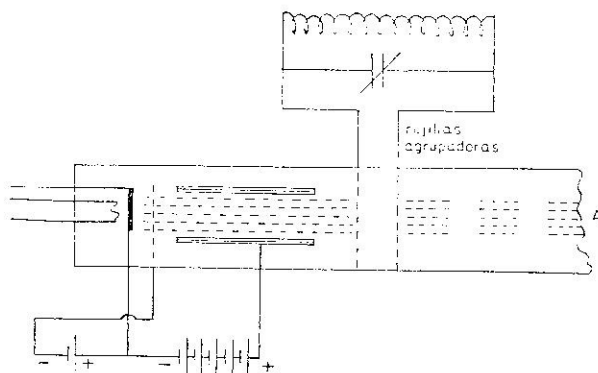


Fig. 14-3.

semiciclo positivo, en cuyo caso las rejillas acelerarán en este momento a los electrones que están a su izquierda; por tanto, estos electrones irán más de prisa y alcanzarán a los que hay a su derecha, que las rejillas han frenado y así formarán un conjunto de electrones, un «racimo». Cuando llega el semiciclo negativo, las rejillas retienen a los electrones de su izquierda, a los que llegan, y, en cambio, aceleran al racimo que está a su derecha, etc. En resumen, que estas rejillas lo que hacen es variar la velocidad de los electrones y agruparlos en varios conjuntos o racimos.

Por ello, a estas rejillas se las llama *agrupadoras*. Cuando la tensión

de las rejillas sea cero, los electrones que entran salen con la misma velocidad.

En este proceso de modulación de velocidad hay que tener presente que un electrón en movimiento tiene una energía cinética $\frac{1}{2}mv^2$. Si disminuye su velocidad, significa que el electrón pierde energía, la cede. Por el contrario, cuando aumenta su velocidad recibe energía, la gana. Cuando gana energía es a costa de alguien, y cuando la cede, se la cede a alguien. Como su masa es constante, los cambios de energía se deben a los cambios de velocidad.

Klistrones.

El fundamento del klistrón se basa en lo estudiado en la pregunta anterior. Supongamos, según la figura 14-4, que colocamos dos rejillas más que en el caso anterior, a las que llamamos captadoras, y las colocamos en el sitio crítico donde los electrones pierden velocidad. En estas condiciones, los electrones ceden energía al circuito captador. Como el

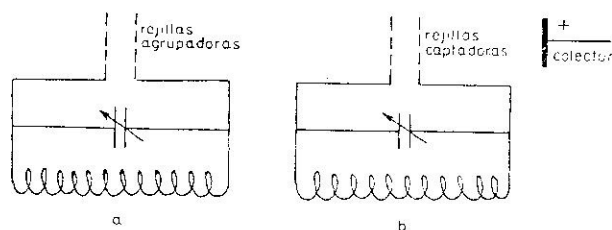


Fig. 14-4.

circuito captador lleva un circuito oscilante, es la energía de radiofrecuencia de dicho circuito quien aumenta a costa de la energía que le ceden los electrones, energía que a su vez ellos habían recibido a costa de la batería o generador por medio de los diferentes electrodos de la válvula.

En lugar de circuitos resonantes se utilizan resonadores de cavidad. Al hablar de estos resonadores ya dijimos las ventajas que presentan con relación a los circuitos oscilantes en las frecuencias de microondas.

En la recepción de señales de microondas se utiliza el klistrón de reflexión como oscilador local (en radar). En televisión, en U. H. F. se utiliza en el emisor. Como curiosidad, diremos a los que están familiarizados con el klistrón de radar, de unos centímetros en sus dimensiones, que el que llevan las emisoras de televisión son del tamaño de un hombre.

En la figura 14-5 mostramos un klistrón de reflexión. La primera observación que se nos ocurre en dicha figura es que sólo figuran dos rejillas en lugar de las cuatro que esperábamos. Tampoco tenemos un colector positivo. Estas variaciones veremos que en nada alteran el fenómeno explicado; por el contrario, lo mejoran.

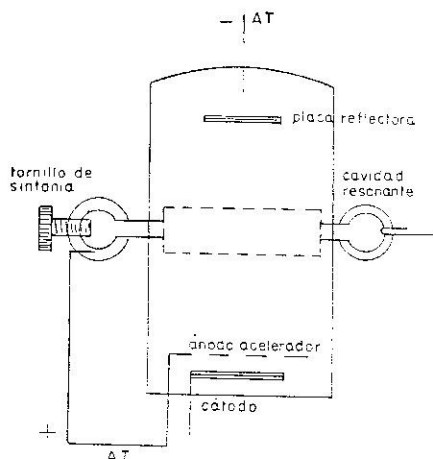


Fig. 14-5.

Los electrones que salen del cátodo se aceleran fuertemente y van hacia las rejillas. Las rejillas los agrupan en racimos, como ya dijimos antes. La única diferencia es que tienen una cavidad resonante en lugar de un circuito oscilante. Los electrones, cuando pasan las rejillas, salen agrupados. Ahora viene un cambio esencial con respecto a lo explicado antes. El colector con alta tensión, que recogía los electrones, se ha sustituido por un reflector fuertemente negativo; por ello, los electrones que llegan agrupados al reflector, al chocar contra la placa, son devueltos hacia las rejillas. Las rejillas ahora, en lugar de actuar como agrupadoras, lo hacen como captadoras, pues se hace la reflexión de tal manera que cuando vuelven a la rejilla los grupos de electrones reflejados pierden velocidad, con lo que entregan energía.

Como vemos, los principios son los estudiados en la modulación de velocidad, aunque modificados. Los electrones que vuelven del reflector, unos son capturados por el electrodo, y otros, por las rejillas.

Las consecuencias que podemos sacar son dos: el rendimiento del klistrón reflejo depende de que el potencial del reflector sea correcto, para que los electrones que refleja sobre las rejillas captadoras lleguen en tal momento a las rejillas que cedan a éstas la máxima energía.

El reflector no tiene apenas influencia sobre la frecuencia, si bien se puede cambiar ligeramente actuando sobre el potencial del reflector.

El control de sintonía se hace por medio de un tornillo que lleva la cavidad resonante.

Es muy frecuente en los equipos de radar el cambio de klistrón, que al ponerlo nuevo hay que reajustarlo.

Supuesto que el radar está bien y que el magnetrón funcione normalmente, veremos primero que las tensiones del reflector y demás sean correctas. Si es así se coloca una persona en la unidad de presentación, viendo la lectura del cristal. Otra persona, con un destornillador aislante, actúa sobre la cavidad del klistrón.

Girará el tornillo, por ejemplo, de cuarto en cuarto de vuelta, hasta que la lectura de corriente del cristal sea máxima. Puede ocurrir lograr un máximo y creer que la sintonía está correcta y, sin embargo, no ser así, sino que puede haber otro punto de más lectura; por ello, es conveniente dar un recorrido completo para ver cuántos saltos de corriente tenemos y cuál es el de máxima lectura. Tomamos en cuenta este máximo; después, volvemos a girar el tornillo hasta alcanzarlo (lo que estamos haciendo, en realidad, es actuar sobre el oscilador local del receptor hasta dejar la frecuencia intermedia a la que está sintonizado el receptor).

El klistrón trabaja en frecuencias de 3.000 a 30.000 Mc/s como oscilador local. Puede oscilar en una gran gama de frecuencias.

Magnetrones.

El tiempo de tránsito era una limitación para la utilización de las válvulas normales en microondas. Sin embargo, en el klistrón era precisamente el tiempo de tránsito de los electrones lo que permitía, en parte, el funcionamiento de dicha válvula.

Algo similar ocurre con el magnetrón, que aprovecha ciertos fenómenos del tiempo de tránsito para su funcionamiento.

También conviene recordar, aunque se ha dicho varias veces, que en la mayoría de las válvulas electrónicas deseamos el mismo fin:

Sacar de la fuente de alimentación, que tiene energía continua, energía de radiofrecuencia.

Recordar lo estudiado respecto a cómo se mueven los electrones en un campo magnético y eléctrico y también en campos combinados.

Con estos conocimientos veremos cómo funciona una válvula magnetrón, que puede hacerlo en frecuencias enormes como 60.000 Mc/s.

Empezaremos por estudiar el magnetrón de *dos electrodos-diodo*. Supongamos que tenemos dos electrodos de forma cilíndrica y con eje común. El interior, el cátodo, y el exterior, el ánodo. La sección de di-

chos electrodos se muestra en la figura 14-6. Esto es similar a un diodo ordinario. El campo eléctrico tendrá la dirección de los radios, o sea, será radial, como queda dibujado.

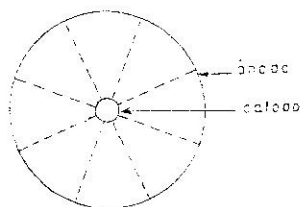


Fig. 14-6.

Si ahora colocamos el diodo de la figura 14-7 dentro de un campo magnético, de manera que la dirección del campo magnético B sea según el eje de los cilindros ánodo-cátodo, podremos dibujar el campo magnético según la dirección del campo B , fig. 14-7, b , supuesto el imán como está en a ; es decir, el campo magnético en la segunda figura será perpendicular al plano del papel y paralelo al eje del cilindro.

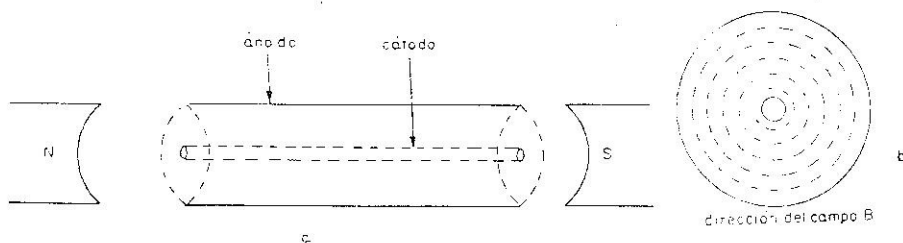


Fig. 14-7.

Con este preámbulo, veamos qué le puede pasar a un electrón que sale del cátodo, teniendo en cuenta las magnitudes de los campos E y B (fig. 14-8, A, B, C). Al salir el electrón del cátodo, se dirigirá hacia el ánodo, por quien es atraído, pero como se mueve en dirección perpendicular al campo B , hará una curvatura para describir una circunferencia. Si B es pequeño, la trayectoria circular será de gran radio y, por tanto, dicho electrón chocará con el ánodo, por quien es atraído. Esto se muestra en A.

Si el campo B es muy intenso, entonces la trayectoria circular del electrón será un radio pequeño, como se muestra en B.

Entre estos dos casos, un poco extremos, hay un tercero en que el campo B es críticamente el necesario para que el electrón roce el ánodo y vuelva hacia el cátodo, como se muestra en C. Al valor de este campo magnético se le llama valor de *Hull de corte*, en honor a su descubridor. A la diferencia de potencial entre ánodo y cátodo, en estas condiciones, se le llama *tensión de corte*.

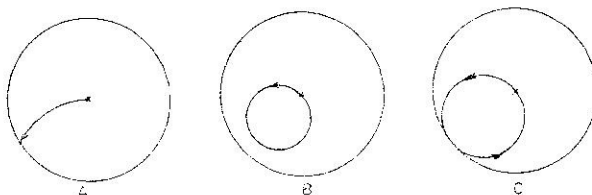


Fig. 14-8.

Si hay un paso de electrones del cátodo al ánodo y vamos aumentando B , la corriente irá disminuyendo hasta que B llegue al valor de corte, y rebasado éste, la corriente cesará, ya que, como es lógico, los electrones no llegan al ánodo.

Supongamos ahora estas nuevas figuras (14-9). En la primera, el potencial del ánodo puede ser aumentado por el semiciclo positivo de R. F., o bien, disminuido por el semiciclo negativo.

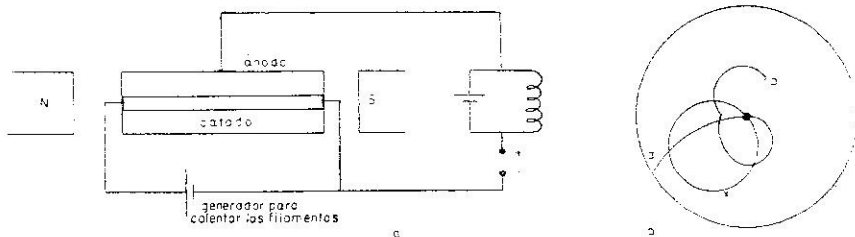


Fig. 14-9.

Hagamos que el período T de R. F. sea precisamente el mismo que tarda un electrón en una trayectoria circular.

Cuando tenemos tensión de radiofrecuencia puede ocurrir que al ánodo le corresponda el semiciclo positivo o negativo.

Supongamos que el electrón sale cuando el potencial del ánodo está incrementado por el semiciclo positivo. Esto equivale a aumentar el campo eléctrico, y la curva de la trayectoria del electrón será mayor, con lo que el electrón llegará al ánodo como el a .

Como hemos visto, este electrón ha sido el ánodo ayudado por el campo de R. F.; es decir, el campo de R. F. ha *gastado* energía en llevar el electrón al ánodo.

Esto no nos interesa; ya hemos dicho en el preámbulo que interesa precisamente lo contrario: *crear radiofrecuencia a costa de los electrones* de la fuente de alimentación continua; por ello, a este electrón se le llama *desfavorable*.

Veamos lo que ocurre a un electrón que sale cuando el semiciclo negativo de R. F. actúa sobre el ánodo. El campo eléctrico E disminuye según el campo de R. F., y el electrón se frena. El radio de curvatura disminuye, haciendo que el electrón vuelva hacia el cátodo, pero antes de que llegue al cátodo, recibe el ánodo el semiciclo positivo de R. F., pero el electrón que sale hacia el ánodo no llega a él, pues está muy alejado del ánodo, y sigue un camino que puede ser el que se muestra en la figura con la trayectoria b .

Como la frecuencia de giro del electrón y la de R. F. no son idénticas, el electrón acaba yendo al ánodo o al cátodo. Este electrón vemos que ha sido frenado por el campo de R. F.; luego el electrón cede energía, energía que había sido adquirida a costa de los campos continuos, y como la energía la cede al campo de R. F., este electrón es *favorable*.

Vemos que el electrón desfavorable lo ha sido durante medio ciclo de R. F. y, en cambio, el favorable lo ha sido durante mucho más tiempo; por tanto, el campo de R. F. gana energía.

Este magnetrón estudiado tiene poco rendimiento y, por ello, está en desuso. Sin embargo, sirve de base para estudiar lo que sigue.

Magnetron de ánodo dividido.

Pensando sobre el caso anterior, comprendemos que todo el ánodo cilíndrico actúa sobre el electrón en cuestión, encontrándose, por tanto, pérdidas de energía de R. F., ya que parte se contrarresta a sí mismo. Esto se puede evitar dividiendo el ánodo en dos segmentos, como se muestra en la figura 14-10, y conectando cada segmento a uno de los lados del circuito C. O. Eso se muestra en la figura. Los fenómenos son los mismos que en el caso anterior, pero ahora el campo de R. F. trabaja mejor y tenemos más rendimiento.

Ejemplo: Supongamos el electrón e de la figura que va hacia el ánodo. Si éste es todo de una pieza, y se hiciera menos positivo, se frenaría el electrón. Es decir, el punto A lo frenaría, pero el punto B , en cambio, al hacerse menos positivo, lo atraerá menos, lo que equivale a impulsarlo hacia A . Es decir, el potencial E de B contrarresta el potencial E de A (si bien como e está más cerca de A predomina A).

Si tenemos el ánodo dividido, al hacerse A menos positivo, porque le llega el semiciclo negativo, B se hará más positivo porque le llega el ciclo positivo. Entonces A frena al electrón (queremos decir que el electrón ya no llega a A), pero B también ayuda a frenarlo, a impedir que llegue al ánodo, ya que al hacerse más positivo lo atrae.

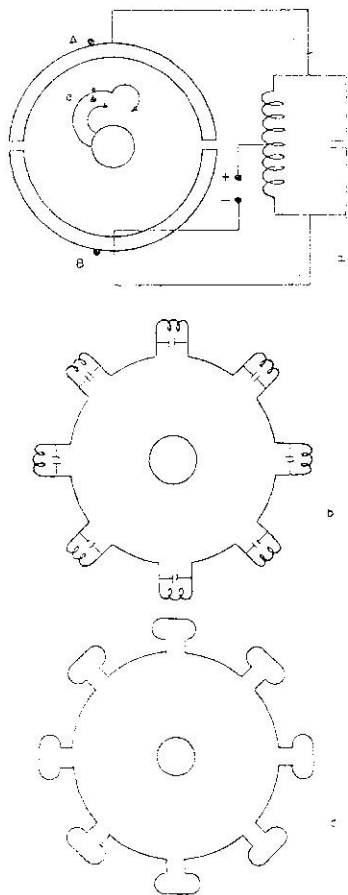


Fig. 14-10.

En resumen, cuando todo el ánodo es una pieza, A y B se contrarrestan, y con el ánodo dividido, A y B suman sus efectos. Compréndase bien esto.

Se ha estudiado sólo un electrón, pero realmente son nubes de electrones las que salen del cátodo y ceden energía al campo de R. F.

Se logra un gran rendimiento si dividimos el magnetrón en varios segmentos. Es frecuente en magnetrones modernos dividirlo en ocho segmentos, como mostramos en la figura 14-10. En lugar de circuitos oscilantes lleva cavidades resonantes, por las ventajas de estas últimas en las microondas. Las cavidades de resonancia pueden ser de varias formas; en la figura mostramos las más corrientes.

El magnetrón se ajusta en fábrica a la frecuencia a la que ha de trabajar y ya no hay que tocarlo para nada en lo relativo a sintonía.

El deterioro de un magnetrón puede ser debido al cátodo. Como se estudiará en radar, los impulsos de transmisión son de corta duración, pero de una gran corriente; por ello, los cátodos son de recubrimientos de óxidos, para que den gran emisión termiónica. Ya hemos dicho que muchos de los electrones vuelven al cátodo originando en su choque emisiones secundarias. *En este caso la emisión secundaria es muy importante*, porque nos interesa, como hemos dicho, una gran corriente en poco tiempo, pues cuanto mayor sea la nube de electrones que salen del cátodo, mayor será el de electrones favorables y mayor la R. F. que podemos obtener.

En la práctica, hay magnetrones que llevan los imanes creadores del campo magnético independientes del resto de la válvula; por ello, en caso de avería del magnetrón, los imanes no se cambian. Estos modelos van desapareciendo, pues ya hemos visto la importancia del campo magnético en el funcionamiento del magnetrón; por ello, salen de fábrica los magnetrones completos con imán en un solo bloque, y cuando se avería, se cambia todo íntegramente.

El cambio del magnetrón no representa ningún problema, puesto que no hay que hacer ninguna sintonía.

Para saber si el magnetrón está oscilando, nos valemos de una lámpara de neón. La aproximamos con la mano hacia el filamento, pero teniendo en cuenta que estamos en circuito de *muy alta tensión*, por ello *no se puede tocar*. Aproximadamente a los cinco mm (0,5 cm) de distancia entre el filamento y la neón, ésta deberá iluminarse fuertemente si el magnetrón está correcto.

Podía tocarse teniendo la neón por el cristal y tocar con el casquillo, pero esto, además de peligroso, no es conveniente, pues aunque el magnetrón esté mal, la neón puede encenderse debido a la alta tensión del circuito.

Aunque haciendo las cosas con cuidado no hay peligro, puede sostenerse la neón con una herramienta aislante, pero, como decimos, la neón deberá encenderse a medio centímetro del filamento.

Tubos de onda progresiva.

En la figura 14-11 tenemos un dispositivo de este tipo de válvula. Un haz de electrones sale del cátodo y es enfocado por el cañón electrónico hacia el colector.

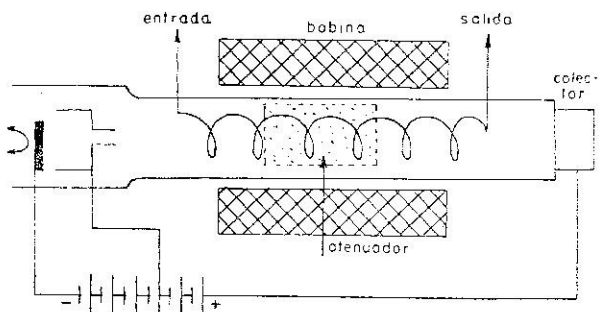


Fig. 14-11.

Entre el cañón electrónico y el colector hay un hilo arrollado en forma de hélice. El haz de electrones sigue según el eje de dicha hélice. Al primer extremo de la hélice se hace llegar el campo de R. F. que deseamos amplificar.

Cuando la velocidad del haz de electrones que sale del cátodo es levemente mayor, aunque no crítica, que la de los electrones que se mueven por la hélice, se verifica el fenómeno siguiente: *el haz de electrones cede energía a la onda de R. F.* y, por ello, a medida que el campo de R. F. se aproxima al otro extremo de la hélice, ha ido ganando en magnitud.

Esto así presenta un inconveniente, y es que la ganancia es tan elevada que hay reflexión y se producen oscilaciones indeseadas.

Para evitar esto, aunque no parece muy lógico, se coloca en la hélice un material que absorbe energía, con objeto de que haya atenuaciones.

Esta válvula amplifica frecuencias de 3.000 Mc/s, con la ventaja de hacerlo en un ancho de banda de hasta 800 Mc/s. Esta válvula es muy moderna, por lo que sus limitaciones serán rápidamente superadas.

CAPITULO XV

TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Constitución y funcionamiento.

El tubo de rayos catódicos es una válvula de alto vacío, en la que los electrones emitidos por el cátodo se hacen llegar a gran velocidad a una pantalla fluorescente en la que se produce con el impacto un punto luminoso, de manera que podamos ver la llegada de los electrones a dicha pantalla.

Los electrones que tienen la unidad de carga eléctrica pueden considerarse, en cambio, de masa despreciable, por lo que, para desviar un haz de electrones, apenas hace falta fuerza: es fácil desviarlo.

Los tubos de rayos catódicos pueden estudiarse en dos grandes grupos: los *electrostáticos* (E. E.) y los *electromagnéticos* (E. M.).

Un tubo electrostático se muestra en la figura 15-1. El filamento es

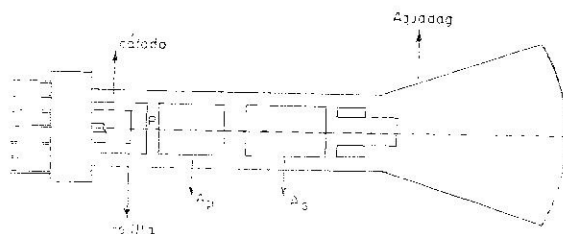


Fig. 15-1.

como en todas las válvulas de vacío. El cátodo tiene también el mismo objeto. Es la parte que emite los electrones. La rejilla en este tubo tiene dos funciones: una, como en todas las válvulas, reguladora, y otra, de enfoque. La rejilla no interesa que sea positiva, ya que la misión de

control puede lograrse aunque sea negativa, y tiene la ventaja de que así no atrae electrones y no hay corriente de rejilla.

Además, tiene la misión de enfocar los electrones que salen del cátodo hacia el punto *P*. Hace de lente. Como la rejilla es un cilindro negativo, repelerá a los electrones hacia el eje y así evita que se esparzan. Después tenemos *A_p* y *A_s*, que son dos ánodos fuertemente positivos. El segundo, más positivo, tira de los electrones, llevándolos hacia la pantalla. La energía con que llegan a la pantalla es muy elevada, pues los ánodos, además de enfocarlos hacia el centro de ella, los aceleran fuertemente y, aunque la masa de los electrones es muy pequeña, como su velocidad es del orden de los 16.000 km/h, llegan a la pantalla con suficiente energía cinética, para que al chocar contra ella se desprenda calor (se queme) y originen fluorescencia.

Así el fenómeno, veremos en la pantalla y en su centro un punto luminoso. Para regular el brillo de dicho punto podemos actuar, según lo explicado, de dos maneras: bien aumentando la velocidad de los electrones, para que lleguen con más energía (esto se consigue aumentando la tensión de los ánodos aceleradores), bien controlándolos por medio de la rejilla. Esto es lo que normalmente se hace en todos los tubos. Si hacemos la rejilla menos negativa pasarán más electrones y mayor será la fluorescencia en la pantalla; por el contrario, si la hacemos más negativa, pasarán menos electrones y la pantalla se oscurece.

El aquadag es un recubrimiento interior del tubo con una sustancia conductora (grafito en suspensión). También se recubre el exterior con material conductor. Esto sólo se hace en la parte del tronco de cono. De esta manera, como entre ambas capas delgadas conductoras tenemos cristal, lo que realmente hemos hecho ha sido un condensador que se utiliza para filtrar la alta tensión.

Desviación y enfoque electrostáticos.

Debido a que los electrones tienen muy poca masa, resulta fácil desviarlos; por ello, si en el cañón electrónico de la figura anterior introducimos unas placas y les damos un potencial, podemos desviar el haz horizontal o verticalmente. El fenómeno se explica sólo con la siguiente figura (fig. 15-2). A las placas que desvían el haz horizontalmente se les llama de desviación horizontal; las placas que lo desvían verticalmente se las llama de desviación vertical.

Si V_1 es más positiva que V_2 los electrones irán hacia arriba; si es V_2 más positiva, irán hacia abajo; si H_1 es más positiva que H_2 , irán hacia la derecha; si H_2 es más positiva que H_1 , hacia la izquierda.

El enfoque de los tubos electrostáticos lo hacemos en principio con rejilla y cátodo, haciendo que el haz converja en un punto del eje. Des-

pués de esta convergencia, el haz tiende a separarse, pero es enfocado hacia la pantalla por la acción de los campos del primero y segundo

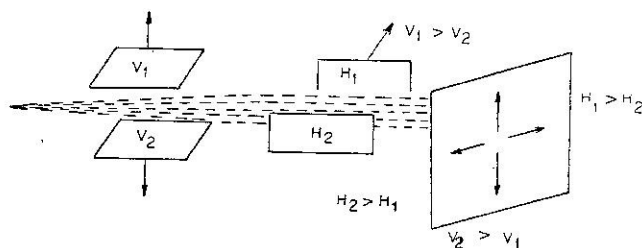


Fig. 15-2.

ánodos y, a su vez, enfocado hacia el centro de la pantalla. Repetimos que la rejilla realiza la función de control y enfoque, y los ánodos, la de aceleración y enfoque.

Desviación electromagnética.

Si colocamos bobinas de manera que sus campos magnéticos tengan sus líneas de fuerza perpendiculares al haz de electrones en una corta distancia, perpendicular a la desviación deseada, los electrones que pasan por este campo magnético quedan sometidos a una fuerza perpendicular a la dirección de su movimiento y a la del campo y se moverán según un arco de circunferencia.

Estas bobinas de desviación magnética pueden girar alrededor del tubo, por lo que tienen un interés especial en radar. El tubo dibujado es de los utilizados en radar (P. P. I.); por ello no lleva bobinas de desviación vertical. Si fuera de televisión llevaría dos bobinas de desviación horizontal y dos de desviación vertical.

Para conocer la sensibilidad del tubo tendremos en cuenta, si es E. E., la desviación que experimenta el haz en centímetros por cada voltio de tensión aplicada a las placas desviadoras (sensibilidad en cm/V).

Cada tubo, tanto el E. E. como el E. M., tiene sus ventajas y se utiliza en cada caso el más conveniente. En radar y en televisión se utiliza normalmente el E. M.; en los osciloscopios, el E. E.

El enfoque en el tubo E. M. se hace por medio de la bobina de enfoque, que rodea el tubo y que mostramos en la figura 15-3. Estudiamos este problema al hablar del movimiento de los electrones dentro de los campos eléctrico, magnético y electromagnético. Allí vimos cómo se

TUBOS DE RAYOS CATÓDICOS

lograba que los electrones llegaran a un punto de la pantalla. Repasen lo estudiado entonces.

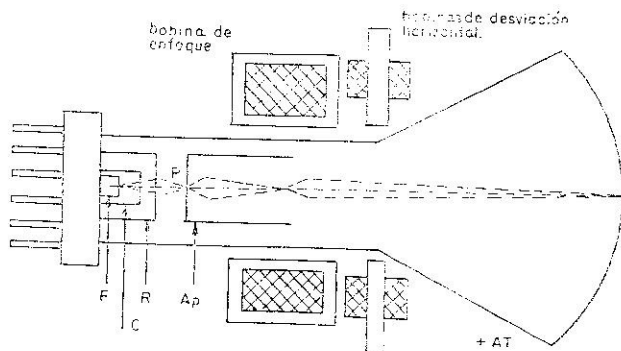


Fig. 15-3.

Aceleración después de la desviación. Anodo intensificador.

Hemos visto en la figura de la pregunta anterior (tubo E. M.) que el cátodo, la rejilla y el primer ánodo acelerador eran comunes a los del tubo E. E.; pero, en cambio, carecía de segundo ánodo. Por ello, para acelerar los electrones, lleva una muy alta tensión próxima a la pantalla, como mostramos en la figura. En los tubos de televisión se ve perfectamente una ventosa adaptada al tubo cerca de la pantalla. A esta ventosa llega la alta tensión por un cable de gran aislante. Esto es esencial en el tubo de E. M., pero no en el E. E., ya que lleva un segundo ánodo que acelera los electrones fuertemente para que lleguen a la pantalla.

Acción de los iones negativos emitidos por el cátodo. Trampa de iones.

A pesar del alto vacío que tienen estos tubos, se producen fenómenos de ionización. Cuando los electrones chocan con moléculas de gas puede ocurrir que los átomos de estas moléculas pierdan electrones por el choque y se ionicen positivamente. Estos iones van al cátodo y ya sabemos los problemas que crean.

Otras veces ocurre que los átomos de gas captan electrones y se ionizan negativamente. Estos iones van hacia la pantalla de acuerdo con los potenciales positivos. Eléctricamente, un ion negativo es igual que un electrón; por ello, si el T. R. C. tiene desviación electrostática, el ion

seguirá el camino de los electrones y chocará contra la pantalla. El choque del ion, debido a su masa, quemará más la pantalla, pero esto no es inconveniente, puesto que difícilmente coincidirán varios iones en el mismo punto.

No ocurre lo mismo si la desviación es electromagnética. Recordamos que en este tipo de desviación tiene influencia la masa del elemento a desviar. Por ello, si calculamos una fuerza para desviar el haz de electrones, esta fuerza no es suficiente para desviar los iones que, como sabemos, pesan muchísimo más que los electrones; por ello, los electrones se desvían normalmente y los iones seguirán todos el mismo camino, aproximadamente, del eje, irán al mismo punto de la pantalla, por lo que al cabo de unas horas ésta se habrá quemado en dicha zona.

Para evitarlo, se hace una inclinación en el camino de los electrones, en el eje del tubo, y después, por medio de un imán, el haz se recupera a la dirección normal, pero ocurre que el imán lleva otra vez el haz de electrones a su camino normal, pero no así los iones, a los que no tiene fuerza para desviar y, por tanto, van a las paredes del tubo.

A este dispositivo se le llama *trampa de iones*, y cada fabricante tiene sus métodos.

Materiales empleados en la pantalla.

Las pantallas de los tubos de rayos catódicos contienen materiales que emiten fluorescencia si en ellos se desarrolla calor. Por ello, como los electrones llegan a la pantalla hasta con velocidades de 16.000 km/s, a pesar de tener poca masa poseen la suficiente energía cinética para desarrollar calor, que quema la sustancia y emite luz.

Se pueden conseguir fósforos de color, persistencia y luminosidad diferentes. Uno de los más comunes es el ortosilicato de cinc, con una pequeñísima mezcla de magnesio. El color fluorescente en este caso es verdoso y es muy utilizado. La presencia de metales en los fósforos citados aumenta el factor de luminosidad hasta 100 veces más. Es suficiente una parte de metal (cobre, plata, etc.) con 10.000 de fósforo para obtener dichos resultados. A estos materiales se les denomina *activadores*.

En una pantalla determinada, la intensidad luminosa es proporcional al número de electrones que llegan a ella y a la velocidad con que lo hacen.

Como complemento de lo dicho, haremos notar que el tubo E. E. necesita manipular potenciales, y el E. M., corrientes; por eso resulta más cómodo de manejar este último.

La fabricación del tubo E. M. resulta más económica, pues lleva menos electrodos en su interior.

El empleo del tubo de rayos catódicos T. R. C. es importantísimo. Además de las utilizaciones en televisión y radar, tenemos, entre otras, su uso como oscilógrafo, dispositivo realmente interesante, que nos permite hacer medidas además de mostrarnos la forma de las señales.

Supongamos que tenemos un tubo E. E., como el de la figura 15-4, y

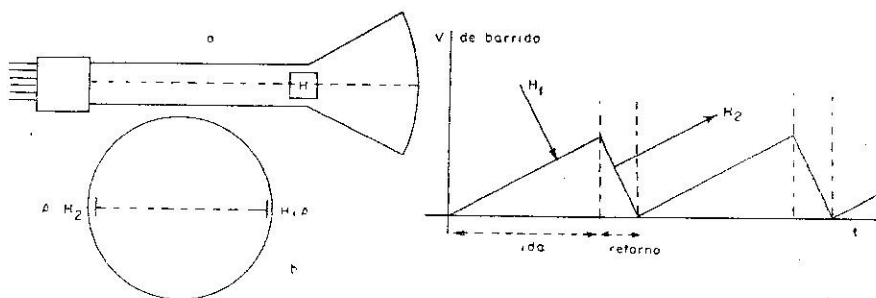


Fig. 15-4.

que llevamos a sus placas de desviación horizontal una tensión de diente de sierra, como se muestra en la otra figura. La tensión que aplicamos crece linealmente con el tiempo.

Sea $A A'$ el diámetro de la pantalla y supongamos que el punto luminoso (el haz) está en A . Si aplicamos a H_1 un potencial positivo como el mencionado, H_1 irá desviando el haz de electrones de una manera uniforme hasta llevarlo a A' . Si aplicamos ahora una tensión similar a H_2 , el haz volverá de nuevo a A . Sin embargo, esto en la práctica no se hace así, pues no nos interesa ver el retorno del haz; por ello, el potencial que damos a H_2 es de un cortísimo intervalo y, además, en ese instante aplicamos a la rejilla del T. R. C. un impulso negativo, para que el haz de electrones sea débil; por ello sólo vemos moverse el haz en un sentido. Cuando la frecuencia de este fenómeno es muy rápida, como sucede en la mayoría de los casos, sólo se ve una línea brillante que atraviesa el T. R. C. A esto se le llama barrido.

Repetimos que el haz de electrones está recorriendo la pantalla constantemente, desde que el aparato se pone en marcha. En estas condiciones, si llega a las placas de desviación vertical una señal, hará que la tensión de dicha placa tire del haz de electrones, desviándolo hacia arriba o hacia abajo, según la placa de desviación vertical que se haya hecho positiva; es decir, podemos ver en la pantalla la forma de la señal que entra a las placas de desviación vertical. También podemos medir su intensidad o amplitud, ya que, según sea esta intensidad, será el desplazamiento de los electrones del haz hacia arriba o hacia abajo. Todas las señales o corrientes alternas, sean de baja frecuencia o de

radiofrecuencia, ondas sinusoidales o más complejas, siempre son función del tiempo; por tanto, todas ellas las puede registrar el tubo de rayos catódicos en cuanto a su forma e intensidad.

En general, esto es similar a la representación gráfica de las funciones, llevando los tiempos al eje de abscisas, y vamos tomando los diferentes valores de la función en cada tiempo. Esto es simplemente lo que hace el tubo de rayos catódicos: representar las funciones.

Lo importante del sistema, en principio, es que la tensión aplicada a las placas de desviación horizontal sea lineal en función del tiempo.

Nota.—En el tubo de rayos catódicos tenemos muy altas tensiones, que pueden representar un peligro para quien los maneja; por tanto, requiere especial cuidado al tomar medidas. Entre otros consejos, diremos dos: 1.º Haremos las comprobaciones, siempre que sea posible, con las tensiones eliminadas. 2.º *Debemos estar seguros al tomar tensiones, incluso siendo bajas, que nuestro aislamiento es perfecto* (colocar una tabla seca, goma, etc., siempre seco).

El tubo de rayos catódicos tiene en su interior un alto vacío; por ello, si se rompe, explota hacia dentro (implota), y los cristales que produce la implosión pueden dañarnos. El peligro en este caso es principalmente con respecto a los ojos, hasta el punto que podría ser fatal para la vista. Otros peligros serían para la cara y las manos, por estar descubiertas, pero en este caso el peligro sería menos grave. Por tanto, para manejar el tubo es aconsejable hacerlo con gafas.

Nunca deberá cogerse el tubo por el cuello, pues debido a su peso es casi seguro que se romperá si el tubo es grande, por lo que debemos cogerlo por la parte troncocónica.

CAPITULO XVI

VALVULAS DE GAS

Efecto del gas en las válvulas.

Al hablar de las válvulas de alto vacío dijimos que el objeto del vacío era dejar libre el paso de los electrones en el camino del cátodo al ánodo.

Al introducir un gas en el interior de la válvula, los electrones que salen del cátodo hacia la placa, chocan con las moléculas de gas, produciendo una ionización. Si la ionización es grande, nos encontramos con muchos iones positivos que dan lugar a los siguientes fenómenos: Cerca del cátodo, en las válvulas de alto vacío, hay siempre muchos electrones que forman la carga espacial y que frenan a los electrones que salen del cátodo. Los iones positivos, por tanto, neutralizan este efecto, ya que, por ser positivos, se dirigen hacia el cátodo. La rejilla de mando de los triodos también pierde su efecto, ya que, cuando llega la ionización, los iones, por ser positivos, van hacia la rejilla y neutralizan su campo. En las preguntas que siguen se completará esta cuestión.

En los esquemas, y para señalar que una válvula es de gas, se suele poner un punto o bien unas rayitas negras. En las figuras 16-1, *a* y *b*, señalamos los dos casos.

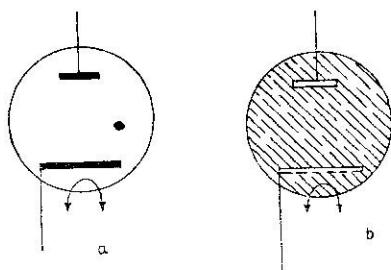


Fig. 16-1.

Diodos de cátodo caliente. Neutralización de la carga de espacio.

El comportamiento de un diodo de este tipo queda explicado por la curva de la figura 16-2 y su comparación con la del diodo ordinario.

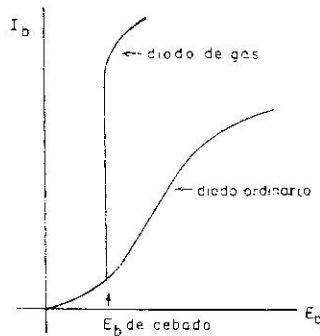


Fig. 16-2.

Con los primeros voltios de placa, apenas fluye corriente, pero al llegar a una tensión determinada, la corriente da un salto brusco y tenemos la máxima intensidad. A partir de este momento vemos que, aunque se aumente la tensión de placa E_b , la corriente sigue con el mismo valor. Es decir, hemos alcanzado la saturación: todos los electrones del cátodo llegan a la placa. El cátodo no da más electrones. La explicación del fenómeno es sencilla. Al principio, el gas *impide* que los electrones del cátodo vayan a la placa y tienen más dificultades que un diodo ordinario; ahora bien, cuando el número de electrones y su velocidad han aumentado, debido al crecimiento de la tensión de placa, adquieren suficiente energía cinética para que cuando chocan con las moléculas de gas las ionicen. Como las moléculas en el choque pierden electrones, se convierten en iones positivos, que por ello neutralizan la carga espacial y dejan el paso libre para que los electrones que rodeaban al cátodo vayan a la placa.

Recordemos que estos iones van hacia el cátodo y que por ello hay que tomar las medidas necesarias para que no lo estropeen.

Estos diodos se utilizan muchísimo como válvulas rectificadoras y son muchas las emisoras de barcos que las llevan, aunque para poca potencia; son remplazados por diodos de germanio o silicio.

Tiratrones. Acción de la rejilla de control.

Se llama así un triodo gaseoso controlado por la rejilla. La estructura de estas válvulas se muestra en la figura 16-3, en la que notamos

que la rejilla se diferencia muchísimo de una válvula de vacío. Aquí la rejilla es un cilindro que tiene una o varias perforaciones. En la figura hemos dibujado varias; pero podían ser dos, tres, etc. Este cilindro se prolonga hasta envolver el cátodo y la placa.

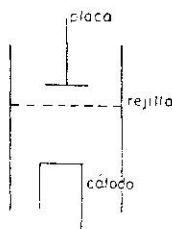


Fig. 16-3.

La rejilla de control, en este caso, no funciona de manera análoga a como lo hace en las válvulas normales. La rejilla se hace inicialmente negativa, más o menos, según el proyecto. En estas condiciones, la válvula no conduce a pesar del potencial positivo de la placa. Sin embargo, si vamos reduciendo, poco a poco, el potencial negativo de rejilla, llega un momento en que la válvula se hace fuertemente conductora. El punto en que la válvula se hace conductora es el mismo en el que la válvula empezaría a conducir si no tuviera gas. Una vez establecida la circulación de corriente, la rejilla no puede hacer nada para variarla, ya que, por ser la rejilla negativa, atrae a los iones que se forman y anulan así el campo eléctrico de la rejilla. Si queremos cortar la corriente de la válvula tenemos que reducir la tensión de placa por debajo del valor del potencial de ionización. La válvula empezará a conducir de nuevo cuando el potencial de placa sea el suficiente para que exista ionización.

En los triodos de gas, así como en los diodos, suele utilizarse vapor de mercurio en equilibrio con mercurio líquido para que la presión sea la correcta. También se utilizan los gases de hidrógeno y argón. La ventaja del hidrógeno se debe a que sus iones son menos pesados, y cuando necesitamos una acción rápida del tiratrón utilizamos el gas hidrógeno.

Válvulas de cátodo frío.

La presión del gas en los tubos de cátodo caliente es del orden de $1 \text{ a } 30 \cdot 10^{-3}$ mm de mercurio; en cambio, en los tubos de cátodo frío la presión es mayor: unos 0,1 mm de mercurio. Los electrodos y el gas están encerrados en una ampolla. En estas condiciones, si aplicamos a ambos electrodos una diferencia de potencial partiendo de cero, llega

un momento en que empiece la ionización y hay paso de corriente por la válvula. Una vez cebada ésta, o sea, una vez que se ha hecho conductora, se puede bajar la diferencia de potencial entre los electrodos

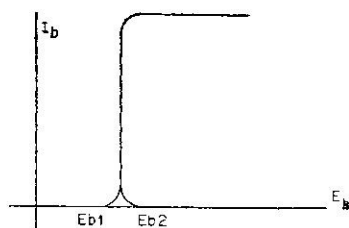


Fig. 16-4.

sin que la corriente disminuya (fig. 16-4). Estos diodos se utilizan muchísimo como *reguladores de tensión*, pero se estudiarán en el capítulo de fuentes de alimentación.

CAPITULO XVII

SEMICONDUCTORES

Generalidades.

La materia se presenta a nuestros sentidos en tres formas determinadas. Una de ellas es en forma rígida y que no puede fluir. A este estado de la materia se le llama *sólido*. Los sólidos tienen forma propia, debido precisamente a su rigidez y a tener gran resistencia mecánica a la rotura. Esto no es debido a que las moléculas de los sólidos estén más juntas, pues hay líquidos más densos. La rigidez es debida a que los átomos con sus cargas eléctricas no pueden moverse caóticamente, sino que se encuentran vibrando alrededor de posiciones fijas. Esta estructura de la materia se conoce como *estructura cristalina*, y el sólido que resulta, limitado por superficies planas dispuestas simétricamente, se llama *cristal*. Por ello, el estado sólido debería llamarse también estado cristalino.

Según los elementos de simetría, hay 32 grupos o formas en que cristaliza la materia, si bien todos pueden derivarse de siete principales: 1.º Sistema regular o cúbico. 2.º Tetragonal. 3.º Rómbico. 4.º Monoclínico. 5.º Triclínico. 6.º Hexagonal; y 7.º Romboédrico.

Hay sustancias que pueden cristalizar en varias formas, y aunque sus propiedades químicas son las mismas, las físicas son a veces muy diferentes. A estas sustancias se las llama alotrópicas; por ejemplo, el carbono.

La forma cristalina que presenta la materia es debida a una ordenación regular en el espacio de las moléculas, los átomos y los iones que constituyen la materia, formando cada tipo de unidad material del cuerpo una determinada red espacial.

Los átomos de toda materia constan de un núcleo rodeado de electrones. En el núcleo se condensa la masa del átomo. Sabemos que en él hay protones y neutrones. El número de protones es igual al de electrones que rodean el núcleo. El núcleo más pequeño es el de hidrógeno,

que sólo tiene un protón con una masa de 1.837 veces mayor que la del electrón. El más pesado es el de uranio (240 veces la del protón y 441.000 veces la del electrón). En las reacciones nucleares se logran cuerpos más pesados, como el plutonio.

Los electrones están en los átomos formando una especie de esfera, en la que el núcleo es el centro, si bien los electrones no están todos a la misma distancia de él, sino en diferentes superficies esféricas concéntricas.

Los que están en la última capa o superficie esférica concéntrica se llaman electrones de valencia, y sabemos que son éstos los que intervienen en la combinación química de los cuerpos. Los electrones son cargas negativas; por ello, cuando se encuentran en el campo de atracción de un núcleo, existe una fuerza expresada por la ley de Coulomb. Los electrones en estas condiciones tienen energía potencial con respecto al cero y será la energía necesaria para trasladar un electrón desde el infinito al punto en que está con respecto al núcleo.

Si llamamos Z al número atómico del átomo y Qe a la carga de un electrón, podemos escribir, según la figura 17-1:

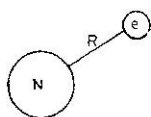


Fig. 17-1.

$$F = \frac{Z \cdot Qe \cdot Qe}{4\pi \epsilon_0 R^2}; \quad W = \int_{\infty}^e F \, dr =$$

$$= \int_{\infty}^R \frac{Z Qe^2}{4\pi \epsilon_0 R^2} \, dr = - \frac{Z Qe^2}{4\pi \epsilon_0 R^2}$$

Los electrones no podrán dejar el átomo a que pertenecen mientras no logren una energía que neutralice la potencial del electrón en cuestión. *Como los electrones están a diferentes distancias del núcleo, habrá diferentes niveles de energía. A estos niveles también se les llama bandas de energía. La banda o nivel de los electrones de valencia es la menor, por ser mayor el radio R.*

Además de estas consideraciones, hay que tener en cuenta que en algunos cuerpos, como los metales, los átomos están muy próximos entre sí, de manera que entre sus electrones, además de la energía respecto al núcleo, habrá otras energías que contrarresten éstas, como la de los electrones que hay junto a él de los átomos vecinos; por eso, los electrones de los metales pueden pasar con relativa facilidad de un átomo a otro próximo. Por ello decimos que los metales tienen electrones libres.

Hay otros cuerpos que sus átomos están más separados, por tanto, no es fácil neutralizar la atracción del núcleo sobre los electrones, y por esta causa estos cuerpos no tienen electrones libres.

SEMICONDUCTORES

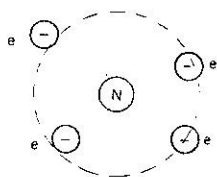
Finalmente, hay unos cuerpos, los semiconductores, en los que se dan ambas cualidades; los electrones se pueden mover, pero con cierta dificultad.

Estructura del germanio y del silicio.

Tanto el silicio como el germanio tienen en su última capa cuatro electrones de valencia (fig. 17-2). Se sabe por la Química que los átomos tienden a tener en su última capa ocho electrones, y que cuando lo consiguen son cuerpos estables.

Respecto al germanio y al silicio, así como el carbono, del que se recuerdan mejor sus enlaces, pueden permanecer libres en la naturaleza, ya que no tienen necesidad de combinarse con otros cuerpos para lograr ocho electrones en su capa de valencia. Pues ocurre con estos cuerpos, que se combinan entre sí sus átomos con enlace covalente o electrones compartidos, formando de esta manera una estructura similar a la de los gases nobles. *El silicio tiene una estructura similar a la del argón, y el germanio, a la del criptón.*

En la figura 17-3 mostramos que, aunque compartidos los electrones por dos átomos, a cada átomo le rodean ocho electrones.



N. núcleo

Fig. 17-2.

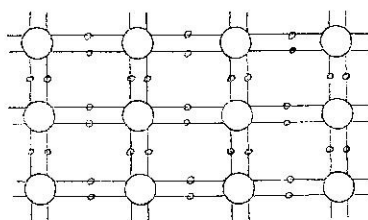


Fig. 17-3.

Electrones libres y huecos: producción y recombinación.

Sabemos que las moléculas que forman los cristales están constantemente en agitación desordenada (vibraciones térmicas), y debido a esto ocurre que algún electrón de valencia cobra suficiente energía para dejar el átomo a que pertenece y salir de su órbita. Este electrón se llama libre y se mueve por el cristal. En el instante y en el lugar en que el electrón salta, deja tras de sí un *hueco*. (Los electrones los representaremos por circulitos rellenos, y a los huecos, por circulitos en blanco.)

El electrón libre, al moverse, puede rellenar algún hueco que encuentre en su camino, a la vez que donde él se queda salió un electrón. Esto equivale a que el hueco se mueva en sentido contrario al electrón.

Al proceso que tiene lugar cuando los electrones de valencia saltan de su capa u órbita se le llama *generación de electrones y de huecos libres*. El proceso contrario, que tiene lugar cuando un electrón encuentra a un hueco y se queda en él, se llama *recombinación de electrones y huecos*.

En todos los cristales están ocurriendo de una manera continua la generación y recombinación de electrones y huecos. *En este caso, cuando decimos simplemente electrones y huecos nos referimos a los libres.*

Conductibilidad de los semiconductores puros e intrínsecos.

Se llaman semiconductores a los cuerpos que no son ni buenos conductores de la electricidad ni malos conductores. Ejemplo: cobre, buen conductor, $\rho = 0.0000011 \Omega/\text{cm}$; mica, mal conductor, $\rho = 200.000.000.000.000 \Omega/\text{cm}$; germanio, semiconductor, $\rho = 60 \Omega/\text{cm}$; silicio, semiconductor, $\rho = 65.000 \Omega/\text{cm}$.

Tanto el cristal de silicio como el de germanio serán puros si sólo contienen átomos de germanio o de silicio. En caso contrario, serán impuros. Si a un cristal de germanio (todo cuanto decimos para el germanio es válido para el silicio) puro le aplicamos una diferencia de potencial, tendremos una corriente eléctrica muy débil, puesto que hay pocos electrones y huecos libres.

En la figura 17-4 mostramos un cristal al que hemos aplicado una diferencia de potencial. Tan pronto como sometemos el cristal a un campo eléctrico, los electrones tenderán a moverse hacia el + (positivo), y los huecos, hacia el — (negativo). Esto tiene que ser así, ya que si los electrones van hacia el +, allí será donde rellenarán más huecos;

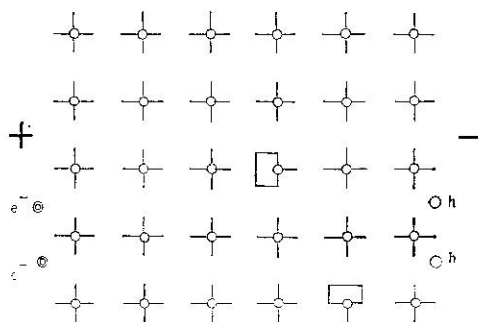


Fig. 17-4.

SEMICONDUCTORES

en cambio, los huecos que hay hacia el menos (—) no pueden ser rellenos por los electrones, puesto que, repetimos, los electrones van hacia el +. Por tanto, hay una corriente de electrones hacia el + y una corriente de huecos hacia el —. Esta corriente es débil a pesar del campo eléctrico, pues son *minoritarios los electrones y los huecos libres*.

Si la temperatura subiese, habría más electrones de valencia, que conseguirían dejar su capa, y la corriente aumentaría. Si la temperatura se eleva a ciertos límites, la corriente se hará fuerte.

Impurezas de los semiconductores tipo N y tipo P.

El germanio y el silicio son cuerpos que tienen cuatro electrones en su última capa. En la figura 17-5 dibujamos una unión de este cuerpo. Según la figura no quedan electrones libres. Podría haberlos si le comunicáramos una energía, bien en forma de calor o por un campo eléctrico, etc. En este caso, por cada electrón que saltara quedaría un hueco libre, si bien estos electrones y huecos serían minoritarios si la energía comunicada no pasara de ciertos límites.

Ahora bien, si a este cuerpo de silicio o germanio le añadimos impurezas consistentes en átomos, por ejemplo, de arsénico, que tiene en su última capa cinco electrones, ocurrirá que al combinarse el arsénico con el silicio (también nos referimos al germanio) quedaría un electrón libre del átomo de arsénico. Esta estructura cristalina se representa en la figura 17-6, *a*. Los átomos de impureza son del orden de $1 \cdot 10^{-8}$ de

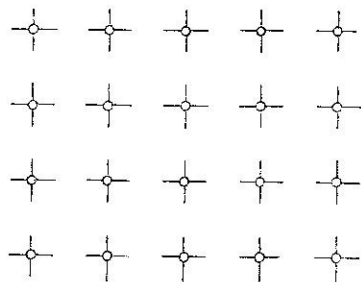


Fig. 17-5.

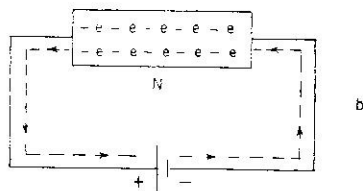
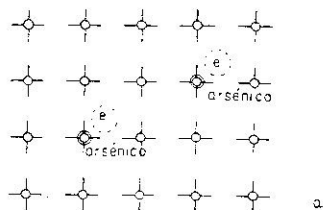


Fig. 17-6

silicio. A este cristal se le llama de tipo N (negativo), por tener electrones libres y ser éstas cargas eléctricas negativas.

Si en estas condiciones aplicamos al cuerpo o cristal una diferencia de potencial, tendremos una circulación de electrones. El sentido en que se mueven los electrones lo indicamos con flechas en la figura 17-6, *b*. El cristal seguirá siempre siendo N, pues el número de electrones que salen hacia la pila quedan compensados con los que entran desde la pila.

Si a un cristal de silicio le añadimos impurezas de cuerpos cuyos átomos tienen tres electrones en su última capa, como el *boro*, ocurrirá que, al formarse el nuevo cristal con estos átomos, quedará un hueco en los átomos de impurezas añadidos. Téngase presente que siempre que hay un hueco equivale a una carga positiva del mismo valor que el electrón, pero de distinto signo. Por tanto, los huecos se mueven hacia los potenciales negativos (fig. 17-7, *a*).

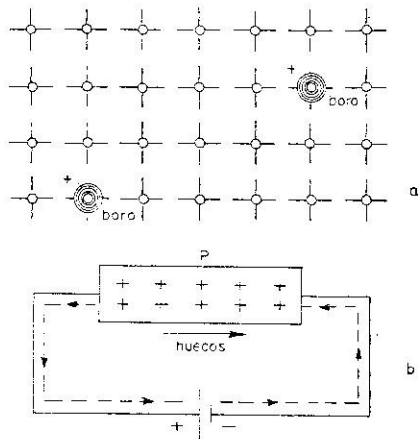


Fig. 17-7.

Si aplicamos una diferencia de potencial como la de la figura 17-7, *b*, a un cristal P (se llama P porque tiene huecos, cargas positivas, libres), los huecos se van hacia el negativo de la batería. En el exterior, los electrones salen del negativo de la batería hacia el cristal. Los huecos se mantienen constantes dentro del cristal, pues aunque los electrones que llegan van rellenando los huecos, los que salen dejan nuevos huecos libres.

Es importante hacer notar que tanto el cristal P como el N son eléctricamente neutros. Tiene que ser así, pues si en un cristal de tipo N

un electrón abandona a un átomo para quedar libre, ese átomo se convertirá en un ion positivo, y, por tanto, habrá un ion positivo por cada electrón libre.

Mecanismo de conducción en los semiconductores con impurezas. Portadores mayoritarios y minoritarios.

La primera parte de la pregunta ha quedado contestada en la anterior; en cuanto a la segunda, diremos lo siguiente: en un germanio puro o intrínseco, el número de electrones libres era igual al de huecos; en cambio, en un cristal impuro de tipo N tenemos que hay más electrones libres. Por ello decimos que los electrones son portadores mayoritarios, y los huecos, minoritarios, así como son minoritarios los electrones que originan los huecos (ambos son portadores).

En un cristal de tipo P los portadores mayoritarios son los huecos, y los minoritarios, los electrones.

En cualquier caso, el número de mayoritarios en un cristal impuro es muchísimo mayor que los portadores minoritarios en un cristal puro.

Difusión y desplazamiento.

Ni los cristales P ni los N tienen propiedades que los hagan útiles por sí solos. Sin embargo, si unimos ambos cristales resultan unas propiedades importantísimas que son el fundamento de los transistores y

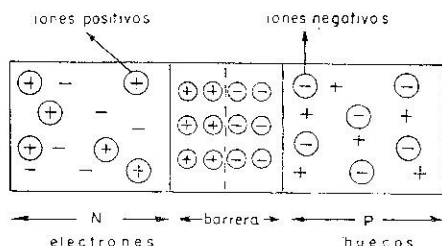


Fig. 17-8.

diodos. En la figura hemos unido un cristal N con otro P. En la figura 17-8 hay tres partes notables: N, P y barrera. Las tres son eléctricamente neutras. La barrera se forma porque algunos de los electrones del N pasan al P y algunos huecos del P pasan al N. De esta forma quedan en cada parte iones sin aparear. Como estos iones son de

diferente carga en cada cristal se atraen, pero como no pueden unirse se colocan formando una barrera. En esta barrera hay, por tanto, una diferencia de potencial. A estos dos cristales unidos se les llama diodos de unión.

Veamos ahora qué ocurre si aplicamos a un cristal diodo de unión una diferencia de potencial. Esta podemos aplicarla en dos maneras diferentes: 1.º Colocando el positivo de la batería con la parte P del diodo y el negativo con la parte N. 2.º Aplicando el positivo a la parte N y el negativo a la parte P. En el primer caso se llama polarización directa, y en el segundo, inversa.

Los fenómenos que ocurren se muestran en las figuras 17-9, a y b.

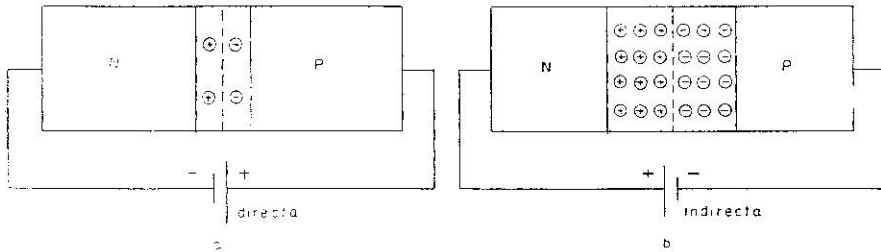


Fig. 17-9.

Veamos los fenómenos que se producen. Primero estudiaremos la polarización directa. Los iones que sin polarizar el diodo se iban hacia el centro por atracción de los iones de signo contrario, ahora no seguirán ese camino, pues el potencial de la pila tiene acción sobre ellos, de manera que los iones positivos de N tienden también a ir hacia el negativo (—) de la batería, y los iones negativos de P tienden hacia el positivo de la batería, como se muestra en la figura 17-10; por tanto,

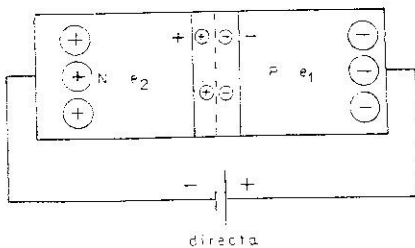


Fig. 17-10.

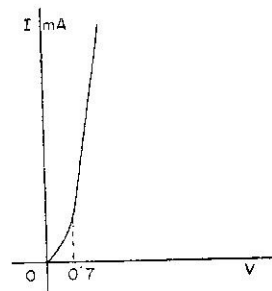


Fig. 17-11.

hemos reducido la barrera. Con esta reducción de barrera, los electrones libres de N y los huecos libres de P necesitan muy poca energía para saltarla. Así, los electrones de N son repelidos por el negativo de la batería y atraídos por el positivo, y como la barrera es pequeña, el impulso de energía recibido por los electrones debido al campo eléctrico de la batería basta para que éstos la salten y circulen por el cristal. Lo que ocurre con los electrones ocurre también con los huecos, aunque circulan en sentido contrario.

El potencial que se necesita con la polarización directa para que circulen los electrones y los huecos es muy pequeño. Cuando la tensión es del orden de 0,7 a 1 V, empieza a circular la corriente fuertemente. En la figura 17-11 mostramos lo dicho gráficamente.

También podemos decir que cuando la polarización es directa, los campos eléctricos de la batería y de la barrera se suman. Por ejemplo, el electrón e_1 es repelido por la barrera y atraído por la batería. El electrón e_2 es repelido por la batería y atraído por la barrera. Repetimos: los campos se suman.

Veamos ahora qué ocurre con la polarización inversa (fig. 17-12).

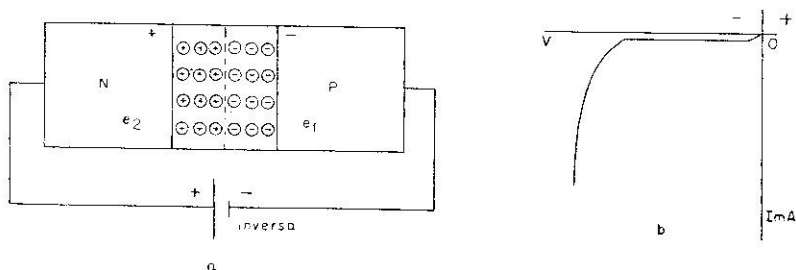


Fig. 17-12.

Como hemos dicho antes, sin la pila, los iones tienden a formar barrera. Con la pila, este fenómeno se refuerza. Los iones positivos que hay en N son repelidos por el + de la pila y van hacia la barrera. Los iones negativos que hay en P son repelidos por el - de la batería y van hacia la barrera; por tanto, la barrera se ha ensanchado, se ha hecho mayor. En estas condiciones los electrones no pueden circular, pues, en principio, saldrán con facilidad del N hacia P por el interior del cristal, pero para llegar a P tendrán antes que pasar por la barrera y no pueden franquearla: es como si se hubiera hecho demasiado alta para que ellos la pasen.

En este caso, el campo eléctrico de la batería se opone al de la barrera. Por ejemplo, el electrón e_1 es repelido por la barrera hacia la batería, pero, a la vez, la batería lo repele hacia la barrera; por tanto,

no se mueve a no ser que el campo de la batería sea mucho mayor que el de la barrera. El electrón e_2 será atraído por la barrera, pero, a su vez, también es atraído por la batería y tampoco se mueve.

No obstante, los electrones podrán saltar la barrera si les comunicamos una fuerte energía, y esto se puede hacer aumentando los voltios de la pila. Para que esto ocurra necesitamos muchos voltios. En la figura *b* dibujamos el fenómeno por su curva correspondiente. Hay algunos casos en los que se aprovecha este fenómeno.

Podemos resumir diciendo que si tenemos un diodo de cristal P-N, como el de la figura 17-13, y le aplicamos una diferencia de potencial

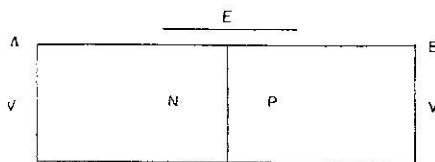


Fig. 17-13.

entre los extremos *A* y *B*, $V_A - V_B$, no podemos decir ni que es conductor ni que no lo es. Esto depende del sentido del campo, según proporcione polaridad directa o inversa.

El transporte de las moléculas debido a la agitación térmica se llama difusión; por tanto, si aumentamos la temperatura aumentará la difusión, y podemos decir, en general, que para la conducción eléctrica en los diodos de cristal tiene gran influencia la temperatura, y que si en la temperatura normal hay poca corriente, debida a los minoritarios, si aumentamos la temperatura crecerá dicha corriente.

Nociones elementales de la teoría de bandas de energía.

Esta pregunta servirá para tener una idea más clara de las diferencias entre electrones y huecos. Normalmente, al hablar del átomo y su corteza, situamos en ésta los electrones en varias capas, *K*, *L*, ..., siendo la última capa la llamada de valencia.

Ahora, en lugar de hablar de capas o de órbitas, hablaremos de bandas de energía.

La capa de valencia la definiremos como la banda de energía a la cual llegan los electrones de valencia con un estado de energía tal, que les permite ligar los átomos entre sí para formar el cristal. Por ello, las fuerzas covalentes *tienen su fuente de energía en la banda de valencia*.

Los electrones de una banda pueden tener varias órbitas. Entre ban-

SEMICONDUCTORES

das, siempre hay un *espacio prohibido* para los electrones, es decir, un espacio donde no hay electrones.

En la figura 17-14 la banda de valencia tiene cuatro órbitas. *Exterior a esta banda está la banda de conducción*, o sea, donde están en órbita los electrones que forman parte de la corriente eléctrica. En la figura, la banda de conducción también tiene cuatro órbitas. Entre ambas bandas hay un espacio prohibido para los electrones.

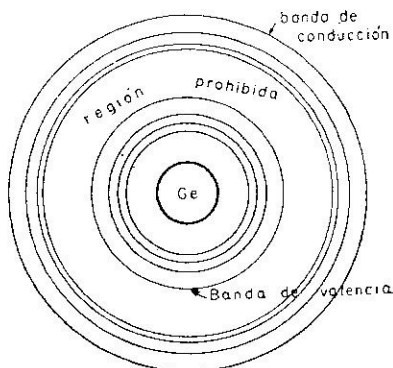


Fig. 17-14.

Ocurre que si un electrón de valencia recibe suficiente energía, salta a través del espacio prohibido, donde no puede haber electrones y, por tanto, tampoco hay órbitas.

Puede suceder asimismo que un electrón de la banda de conducción radie energía, pierda energía y entonces salte a la banda de valencia. También puede ocurrir que un electrón salte de órbita dentro de la banda de conducción. Esto le es más fácil que volver a la banda de valencia.

Cuando un electrón salta de la banda de valencia a la de conducción deja un *hueco* tras él. Este hueco puede viajar a los átomos adyacentes, adquiriendo un electrón de aquel átomo, pero este electrón tiene que provenir del átomo adyacente al segundo, y habrá dejado un hueco. Es decir, los huecos son llenados por electrones que a su vez dejan nuevos huecos. *Es importante* hacer notar que los huecos se rellenan por electrones que no han tenido que pasar la región prohibida. Es decir, los *huecos* *proviene de la banda de valencia*, y los *electrones*, *de la banda de conducción*. Esto es una distinción básica entre la corriente de electrones y la de huecos. Por ello, aunque los huecos fluyen con facilidad, experimentan al moverse más oposiciones que los electrones.

Un electrón se mueve, aproximadamente, a 3.600 cm/s por cada V/cm, mientras que los huecos fluyen, aproximadamente, a 1.700 cm/s por V/cm.

De lo dicho podemos sacar las conclusiones siguientes:

- 1.^a Los electrones están y se mueven en la banda de conducción.
- 2.^a Los huecos existen y se mueven en las bandas de valencia.
- 3.^a Los electrones tienen, aproximadamente, doble movilidad que los huecos.

En la figura 17-15 mostramos tres tipos de cuerpos para observar el ancho de la región prohibida a los electrones en cada caso.

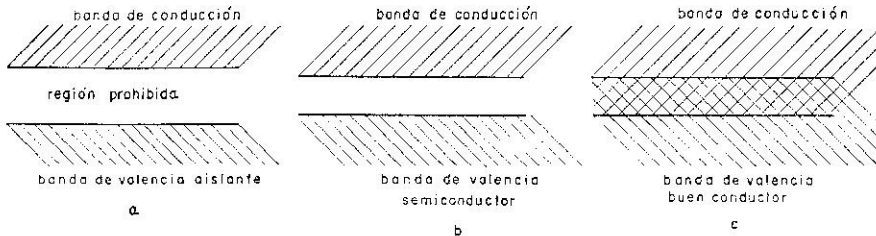


Fig. 17-15.

Vemos que el aislante o mal conductor tiene muy ancha la banda prohibida. En el semiconductor es más estrecha, y si se calienta se estrecha más. En el buen conductor no hay región prohibida, las bandas de valencia y la de conducción están superpuestas. Los electrones se mueven con libertad. Por esta razón no se han descubierto los huecos hasta el estudio de los semiconductores.

El diodo de unión P-N. Barrera de potencial, densidad de carga en la unión. Unión P-N con polarización directa. Unión P-N con polarización inversa.

Estas cuestiones han quedado contestadas al hablar de difusión y desplazamiento, por seguir el capítulo de una manera más ordenada. Repásese lo estudiado entonces.

Corriente inversa de saturación o intrínseca, efecto de la temperatura sobre la corriente.

Hay que hacer notar que si el proceso de cristalización de la materia fuera en el cero de la temperatura absoluta, no se formarían iones.

O sea, que, en ausencia de energía calorífica, no habría vibraciones en una malla cristalina. Sin embargo, en la temperatura ambiente, la malla cristalina está constantemente absorbiendo y radiando energía calorífica. Así, los electrones no permanecen quietos, sino que están agitados. Ocasionalmente, si un electrón recibe o absorbe suficiente energía, sale de un átomo, y si hay aplicada una diferencia de potencial, el electrón se moverá hacia el más (+). De esta manera, tendremos una débil corriente con los pocos electrones que quedan en libertad. A ésta se le llama *corriente de saturación del cristal*. Hay que tener en cuenta que esta corriente no depende, en principio, como se ha visto, del voltaje aplicado, sino que éste lo único que hace es orientar los electrones hacia los extremos del cristal, de acuerdo con el potencial aplicado. Es decir, la corriente de saturación NO sigue la ley de Ohm. Quien es responsable de la corriente de saturación no es la tensión aplicada, sino el calor. A esta corriente de saturación también se le llama corriente inversa de saturación, y se escribe I_{CBO} .

Al estudiar las válvulas vimos en el diodo que para cada temperatura había una corriente de saturación. De ahí ha tomado el nombre.

Curvas características de los diodos de unión P-N.

Aunque ya hemos dibujado estas características en preguntas anteriores, concretaremos ahora un poco más.

En primer lugar, diremos que los diodos semiconductores no obedecen la ley de Ohm de la manera que lo hacen los conductores metálicos. En los conductores metálicos la resistencia tenía una característica lineal, como se muestra en la figura 17-16.

En los semiconductores, la resistencia no es lineal. Es decir, que en los semiconductores la corriente no es proporcional a la diferencia de potencial aplicada.

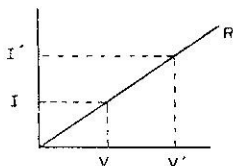


Fig. 17-16.

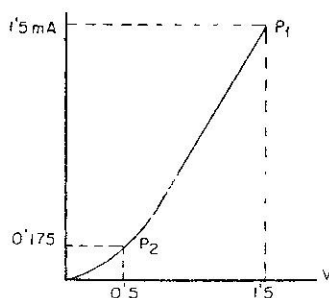


Fig. 17-17.

Como sabemos, un diodo P-N podemos polarizarlo directamente, en cuyo caso tenemos la representación de la corriente según la característica directa. La corriente fluye con muy poca tensión aplicada, como se muestra en la figura 17-17. Si tomamos dos puntos cualesquiera de la curva, vemos que la resistencia no es igual en ambos puntos:

$$R_{p1} = \frac{V}{I} = \frac{1,5}{1,5} = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{p2} = \frac{V}{I} = \frac{0,5}{0,175} = 2,85 \text{ k}\Omega.$$

La causa de la no linealidad, o de la variación de la resistencia para diferentes tensiones aplicadas, se debe a la situación de los electrones y huecos en los cristales y a la velocidad con que se mueven. Cuando la barrera disminuye, pueden pasar más electrones y huecos, pero, además, pasan con diferente velocidad.

Para terminar lo relativo a la característica directa, diremos que varía notablemente en los diferentes tipos de semiconductores, como se muestra en la figura 17-18.

La curva del germanio se inicia a los 0,3 V, mientras que la del silicio lo hace a los 0,7 V.

La característica inversa es la representación de la corriente al polarizar el diodo inversamente. Sabemos que con este tipo de polarización, la barrera aumenta y los electrones y huecos no pueden saltarla. Observamos que al principio, al aplicar un pequeño voltaje, hay una ligera corriente, que es la de saturación, pero seguirá igual, aunque aumentemos la tensión inversa. Cuando la tensión inversa alcanza cierto valor, pasa una fuerte corriente inversa, como se ve en la figura 17-19.

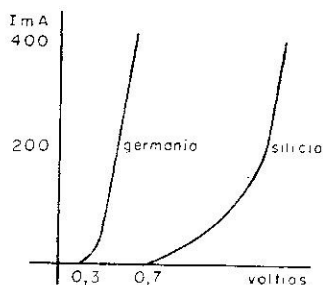


Fig. 17-18.

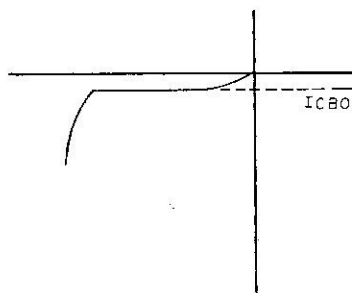


Fig. 17-19.

Tensión inversa de ruptura.

Ya hemos visto en las preguntas anteriores cómo la tensión aumentaba la barrera y con ello apenas había paso de corriente; sin embargo, dijimos que si vamos aumentando fuertemente la tensión inversa, llega un momento que al aumentar más la tensión hay un fuerte aumento de corriente. A esta tensión se la llama de ruptura. Cuando empieza esta fuerte corriente, la temperatura del cristal aumenta y puede dañarse el diodo si no se controla dicha corriente.

Diodos de Zener.

Hemos dicho antes que desde un valor elevado de la polarización inversa se produce una circulación de corriente inversa muy grande. Para regular esta descarga inversa, así como para la regulación especial que se necesita en ciertos fenómenos, se utilizan los diodos llamados de Zener. En ellos empieza la fuerte corriente inversa en la tensión inversa deseada de antemano, tensión que también recibe el nombre de Zener.

Estos diodos tienen germanio de tipo P y N y llevan mayor concentración de mayoritarios que en los casos corrientes.

La tensión de ruptura en un diodo Zener puede ser de unos voltios o de varios cientos de voltios. Esto depende del tipo de cristal (figs. 17-20, a y b).

Cuando la tensión inversa llega al punto de Zener, los electrones

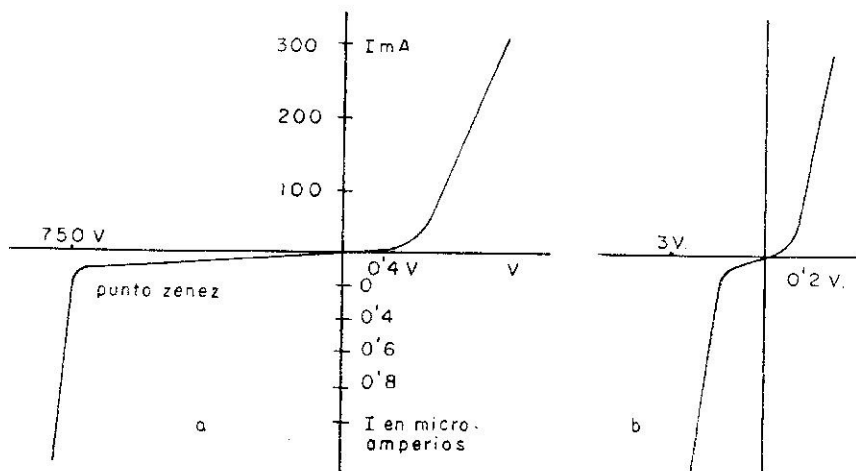


Fig. 17-20.

confinados en las capas de valencia salen rápidamente y cruzan a través de la unión. En su camino pueden chocar con otros electrones produciendo rápidamente pares electrón-hueco. Esta corriente sólo está limitada por la resistencia del circuito. La corriente de Zener no daña al cristal, siempre que la temperatura se mantenga en límites apropiados.

También se puede considerar este fenómeno por el aumento de los pares electrón-hueco de la corriente de saturación. La tensión inversa acelera los pocos electrones libres, y éstos, al chocar con los otros electrones, los hacen saltar de su capa de valencia, produciéndose la avalancha de corriente cuando la tensión inversa alcanza el punto Zener o de ruptura.

Los diodos de Zener tienen numerosas aplicaciones. Por ejemplo, pueden proteger un equipo contra un voltaje excesivo. Pueden usarse como reguladores de tensión en lugar de una válvula de gas. Sirven como limitadores de cresta, etc.

Cuando tengamos un receptor trabajando junto a un emisor de cierta potencia, podemos proteger al receptor colocando entre la antena y tierra dos diodos de Zener, según la figura 17-21.

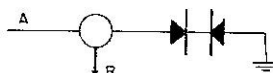


Fig. 17-21.

Diodos de puntas.

Para explicar los fenómenos físicos del diodo de puntas podemos decir que son similares a los del diodo ordinario. Una diferencia esencial entre él y el de contacto es que el de puntas tiene poca capacidad en la unión, y debido a esto tiene aplicación en frecuencias muy elevadas. Por ejemplo, en radar se utiliza como convertidor el diodo de puntas. También se utiliza en televisión, si la frecuencia es muy elevada.

La fabricación de los diodos de puntas es diferente de la del diodo de contacto.

El primer diodo que se fabricó fue el de puntas, pero debido a las dificultades en su control ha quedado superado por el de contacto.

CAPITULO XVIII

EL TRANSISTOR

El transistor de uniones P-N-P y N-P-N.

En la figura 18-1, *a*, mostramos un transistor de unión con los nombres que recibe cada parte. Más tarde veremos que el emisor emite las cargas eléctricas y el colector las recoge.

En la figura 18-1, *b*, polarizamos un transistor, haciendo polarización directa entre la base y el emisor, y polarización inversa, entre la base y el colector.

Según lo estudiado en lecciones anteriores, la barrera emisor-base se hará más estrecha, mientras que la de colector-base se hará más ancha.

Esto se muestra en la figura 18-1, *b*. A primera vista parece que circu-

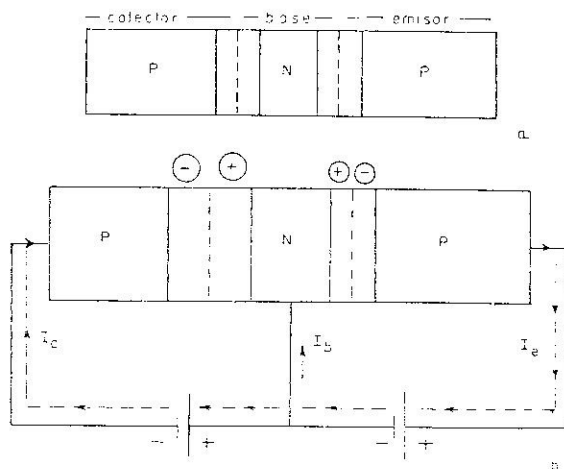


Fig. 18-1.

lará corriente entre emisor y base, y que no lo hará entre colector y base. Sin embargo, no ocurren así los fenómenos que tienen lugar. A ello contribuye que hacemos la base *muy delgada*, a pesar que en la figura la dibujamos exagerada para su explicación. También las barreras se pintan exageradas. La base también se hace mala conductora.

Debido a la delgadez de la base y a ser mala conductora (lleva menos impurezas que el resto del cristal), los huecos que salen del emisor, en lugar de irse a ella tienden a aproximarse a los iones negativos de la barrera ancha. Los huecos en principio no pueden pasar la barrera, pues los repelen los iones positivos, pero esta acción se neutraliza por los fenómenos llamados de difusión, ya que los huecos, por ser cargas del mismo signo, se repelen y se difunden hacia el colector. Después, cuando se aproximan al menos (—) de la batería del colector, que tira de ellos, y si esta batería tiene unos voltios, en algunos transistores cuatro a cinco V, los huecos encuentran un buen camino y van del emisor al colector. Por la base apenas circula corriente. Una pequeña corriente directa va hacia el emisor. Los electrones siguen caminos opuestos a los huecos y, por tanto, saldrán por el emisor y entrarán por el colector, aparte de los pocos que entran por la base. Por ello podemos escribir que $I_e = I_c + I_b$, y como I_b es muy pequeña, tenemos que $I_e \approx I_c$.

Por la base también circula una pequeña corriente inversa hacia el colector I_{CBO} .

En la figura 18-2 tenemos un transistor N-P-N. Tiene los mismos nom-

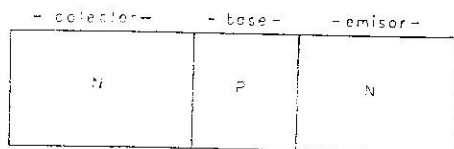


Fig. 18-2.

bres que en el caso P-N-P. Se diferencia en que antes la base era N, y el emisor y el colector, P, mientras que ahora la base es P y el colector y el emisor son N.

Los fenómenos son realmente los mismos.

En la figura 18-3 tenemos un transistor N-P-N con polarización directa, emisor-base, y polarización inversa, colector-base. En estas condiciones los electrones tenderán a ir del emisor a la base; ahora bien, como la base es muy delgada y mala conductora y los electrones son atraídos por los iones positivos de la barrera ancha, cruzan la base. Son repelidos por los iones negativos, pero esta acción queda neutralizada por

EL TRANSISTOR

las fuerzas de dispersión, ya que los electrones, como son cargas del mismo nombre, se repelen y se difunden hacia el colector. Son atraídos por el + (positivo) de la batería, y los electrones pasan al colector. Como en el caso anterior, la corriente de la base es pequeña, por lo que prácticamente la corriente de emisor y de colector son iguales $I_c \approx I_e$.

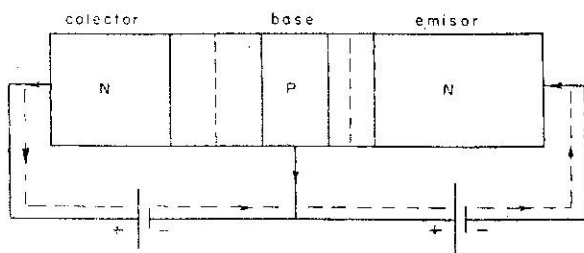


Fig. 18-3.

Como en el caso P-N-P, se puede suponer que si la corriente es la misma en el emisor que el colector, no tiene objeto este dispositivo. Sin embargo, no es así: mientras que la resistencia de emisor-base (barrera pequeña) tiene un valor de 50 a 800 Ω , la del colector-base (barrera grande) es del orden de los 100.000 a 1.000.000 Ω . Por tanto, una pequeña variación de corriente, originada por una pequeña variación de tensión entre emisor y base, producirá una gran variación de tensión entre el colector y la base. De aquí el nombre de transistor *transfer resistor* (resistencia de transferencia).

Emisor base y colector.

Esta pregunta ha quedado ampliamente contestada en la anterior. El símbolo del transistor en los esquemas es como se muestra en la figura 18-4, *a* y *b*. En la práctica aparece según la figura *c*. El hilo cen-

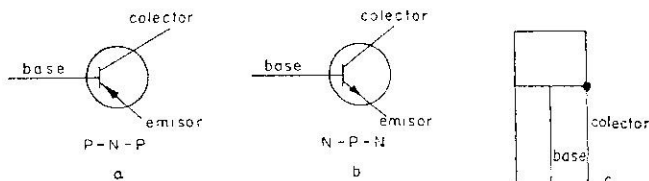


Fig. 18-4.

tral es siempre la base. De los dos extremos, uno es el colector, y el otro, el emisor. El colector lleva siempre una señal: un punto, un triángulo, etc., así que el extremo que no lleva nada es el emisor.

En las figuras 18-4, *a* y *b*, los electrones llevan sentido contrario al de la flecha (llevan el convencional de la corriente, que no utilizamos).

Descripción del funcionamiento de un transistor de unión.

Esta pregunta ha quedado contestada en las anteriores.

El transistor de puntas.

El sistema de puntas de contacto tiene sus características propias. Es el primero que se fabricó, pero ya apenas se utiliza, pues las propiedades y la fabricación del transistor de unión son favorables.

En la figura 18-5 mostramos un transistor de puntas. En cada contacto se ha formado una unión P-N. La base está compuesta de germanio colocada en una superficie metálica. Una de las puntas es el emisor, y la otra, el colector. Los conductores tienen que estar separados varias centésimas de milímetro.

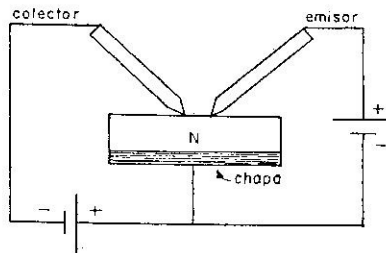


Fig. 18-5.

El fototransistor.

La energía luminosa está compuesta por paquetes de fotones. La cantidad de energía de un cuanto depende de la frecuencia de la radiación electromagnética. Cuando más elevada sea la frecuencia, mayor será la energía de un cuanto. Así, un cuanto de las radiaciones ultravioletas tiene más energía que otro de las radiaciones infrarrojas. La energía del cuanto viene dada por la expresión $W = h \cdot f$, siendo h la constante de

EL TRANSISTOR

Planck = $6,624 \cdot 10^{-27}$ ergios-segundo, y f , la frecuencia de la onda electromagnética.

Si hacemos incidir luz sobre un cristal de enlace covalente, como la frecuencia de la luz es muy elevada, el cuanto de energía también lo es y puede ser suficiente para separar un electrón de su enlace covalente.

La energía de luz absorbida por el cristal, si es en las proximidades de la unión, libera partes electrón-hueco. Si el cristal tiene aplicada una diferencia de potencial, como se muestra en la figura 18-6, los electrones y huecos cruzarán la unión hasta alcanzar la corriente de saturación. La unión será más efectiva cuanto mayor sea la corriente para una energía de luz dada.

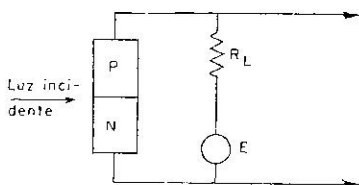


Fig. 18-6.

Si colocamos en el circuito de salida una resistencia R_L , tenemos que, según varíen los cuantos de energía luminosa, variará la corriente, y, por tanto, tendremos en la carga unas variaciones de tensión proporcionales a las distintas frecuencias de la luz que incide en el cristal.

La luz se mide en lúmenes, y si deseamos una magnitud menor se utiliza el mililumen.

Al que le interesen detalles sobre unidades luminosas y demás, puede consultar una física general (1).

Las variaciones de tensión en R_L se amplifican por los medios normales. Ahora bien, se pueden amplificar por el mismo dispositivo, que produce las variaciones poniendo otra unión más. A este dispositivo se le llama transistor-fototransistor. Después de estudiar los amplificadores con transistores se comprenderá.

El transistor como elemento de circuito. Montajes básicos: base común, emisor común y colector común.

Todos estos circuitos (fig. 18-7) tienen entrada y salida. El elemento

(1) O la obra "Alumbrado", de Favié, de esta misma Editorial (Biblioteca Técnica Philips).

común forma parte del circuito de entrada y del de salida. Los circuitos con transistores se estudiarán en el momento oportuno, principalmente en la polarización y en los amplificadores.

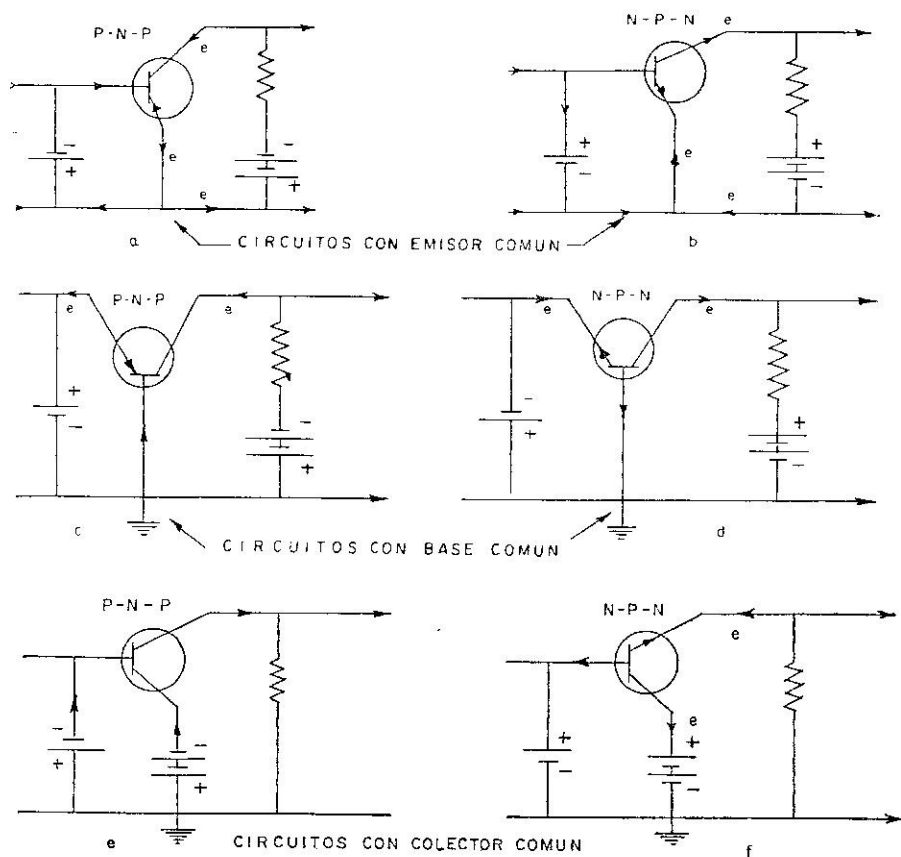


Fig. 18-7.

Características y parámetros fundamentales en cada uno de los montajes básicos.

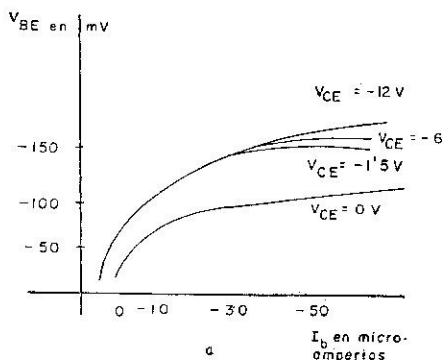
Son muchas las características que se pueden dibujar, pero para su comprensión basta con algunas de las más importantes (fig. 18-8).

Las anotaciones de las curvas características significan lo siguiente: V_{CB} , tensión entre el colector y la base; V_{EB} , tensión entre el emisor y

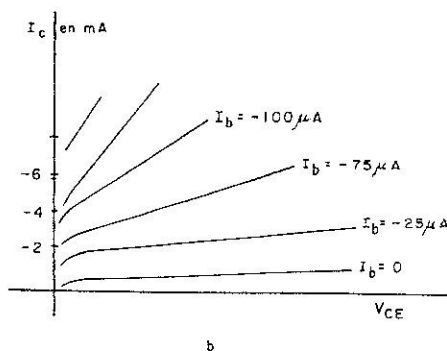
EL TRANSISTOR

la base, etc. I_b , corriente de base; I_e , corriente de emisor; I_c , corriente de colector.

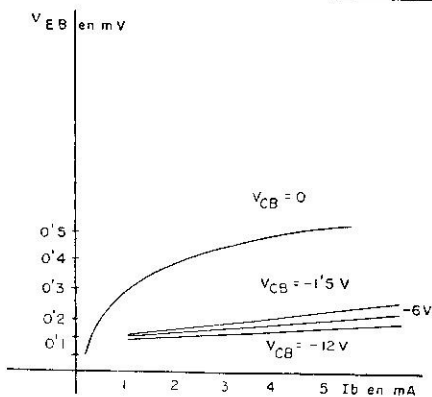
En las curvas tenemos un resumen de lo dicho anteriormente, si bien expresado gráficamente. Por ejemplo, en la curva de salida del P-N-P, base-común, vemos cómo con una variación de unos milivoltios entre base y colector, V_{CB} , se produce una gran variación de corriente en los primeros voltios, pero al llegar a un voltaje determinado, por mucho que aumentemos el voltaje del colector con respecto a la base, la corriente no aumenta. Es similar a lo que ocurría con los pentodos, que la placa



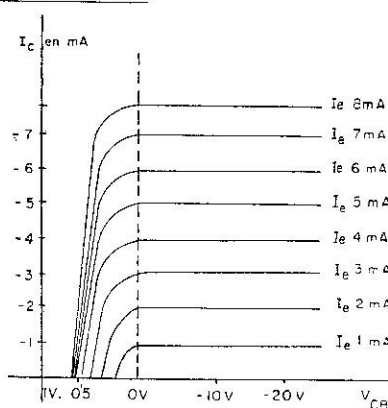
P-N-P emisor común característica de salida.



P-N-P emisor común característica de entrada.



P-N-P base común característica de entrada



P-N-P base común característica de salida

Fig. 18-8.

no tenía acción sobre la corriente de la válvula, siempre que la placa alcanzara un mínimo de tensión. En las mismas características, también observamos lo señalado: que, aproximadamente, la corriente de colector es la misma que la de emisor.

Para el estudio del transistor y sus características se pueden considerar como un cuadripolo. Esto lo mostramos en la figura 18-9, *a*. La figura 18-9, *b*, que es equivalente, indica mejor la similitud del cuadripolo con el transistor.

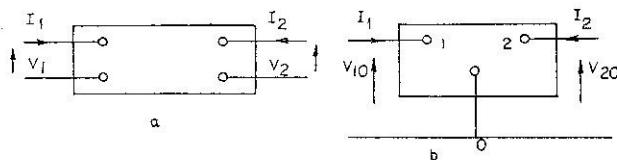


Fig. 18-9.

Los signos que hemos dibujado son convencionales. Más tarde, en los amplificadores utilizaremos estos detalles.

En la figura 18-10 tenemos un circuito de un transistor con base común. Si suponemos constante la tensión V_c , es importante la relación

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \quad (V_c \text{ constante}).$$

Según lo estudiado del transistor, y según las características mencionadas antes (característica de salida de base común), vemos que $\alpha < 1$, aproximadamente, $0.91 < \alpha < 0.99$. Si el transistor fuera de contacto, en lugar de unión tendríamos que $2 < \alpha < 4$.

En esta otra figura (18-11) tenemos un circuito con emisor común, en el cual es importante la relación entre la corriente de colector I_c y la de I_b (la que sale y la que entra):

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \quad (V_{CB} \text{ constante}).$$

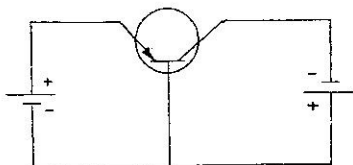


Fig. 18-10.

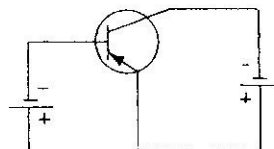


Fig. 18-11.

Más tarde demostraremos que podemos relacionar α y β con la expresión:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

En cuanto a los *parámetros fundamentales*, de momento nos limitaremos a definir los h , que son más utilizados, y los y .

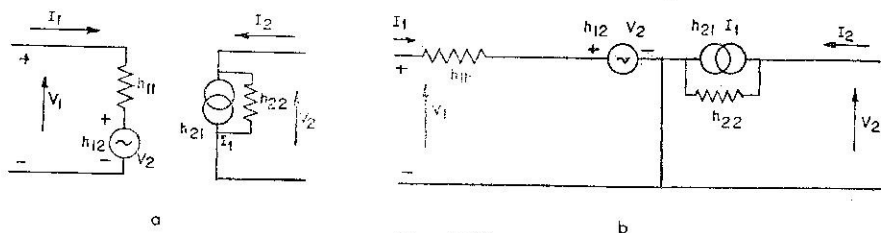


Fig. 18-12.

Ambos circuitos (fig. 18-12) son equivalentes, y las ecuaciones para cualquiera de los circuitos son como siguen:

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \quad (1)$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \quad (2)$$

Si $V_2 = 0$, o sea, salida en cortocircuito, $V_1 = h_{11} I_1$; $h_{11} = \frac{V_1}{I_1}$; h_{11} , impedancia de entrada cuando está saliendo en cortocircuito.

Si $I_1 = 0$, o sea, la entrada en circuito abierto, $V_1 = h_{12} V_2$; $h_{12} = \frac{V_1}{V_2}$; h_{12} , factor de transferencia inversa de tensión con la entrada en circuito abierto.

Si $V_2 = 0$, salida en cortocircuito, $I_2 = h_{21} I_1$; $h_{21} = \frac{I_2}{I_1}$; h_{21} , factor de transferencia directa de corriente, estando la salida en cortocircuito.

Si $I_1 = 0$, entrada en circuito abierto, $I_2 = h_{22} V_2$; $h_{22} = \frac{I_2}{V_2}$; h_{22} , admitancia de salida cuando la entrada está abierta.

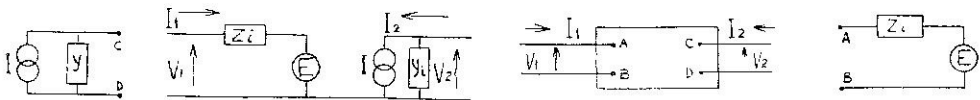
¿De dónde salen las ecuaciones (1) y (2)? Sea el cuadripolo de la figura 18-13. Si cortamos por A y B, podemos aplicar el teorema de Thevenin, llamando generador lo que queda a la derecha y poniendo un

voltímetro en los bornes A y B , nos mediría una tensión E . Un óhmetro en los bornes A y B nos mediría una Z_i , impedancia interior; por tanto, lo que queda a la derecha de A y B podemos sustituirlo por la figura 18-14, con un generador de tensión E , que tiene una impedancia interior Z_i .

El teorema de Norton dice: podemos sustituir un generador de potencia por un generador de corriente, shuntado con una admitancia, siendo la admitancia la que mediríamos en los extremos del generador.

De acuerdo con este teorema, cortando por C y D , a la izquierda nos quedaría un generador de corriente I en paralelo con una admitancia Y , como señalamos en la figura 18-15.

De acuerdo con los dos teoremas anteriores, el circuito equivalente al cuadripolo, y que es a su vez equivalente al transistor, podemos dibujarlo según la figura 18-16.



Figs. 18-13 a 18-16.

De acuerdo con la misma,

$$V_1 = I_1 Z_i + E \quad (a)$$

$$I_2 = I + V_2 Y, \quad (b)$$

Si a Z_i la representamos por h_{11} y si h_{12} es una constante que verifica $E = h_{12} V_2$ (a), nos queda:

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \quad (1)$$

Si representamos Y por h_{22} y tomamos una constante h_{21} , de manera que se verifique que $I = I_1 h_{21}$ (b), nos queda:

$$I_2 = h_{21} I_1 + V_2 h_{22} \quad (2)$$

Las expresiones (1) y (2) son las que deseábamos deducir.

Nota.—La transferencia de tensión la dibujamos en lo sucesivo por un circuito 0 como hemos hecho en los esquemas anteriores.

La transferencia de corriente lo haremos por dos circunferencias secantes 00 como hemos hecho en los esquemas anteriores.

En general, la transferencia es directa cuando es de la entrada a la salida, e inversa, cuando es de la salida a la entrada.

Los dos circuitos que siguen son equivalentes y nos sirven para explicar los parámetros y (fig. 18-17).

De las dos expresiones anteriores tenemos:

Si $V_2 = 0$, $y_{11} = \frac{I_1}{V_1}$ admitancia de entrada (salida en cortocircuito).

Si $V_1 = 0$, $y_{22} = \frac{I_2}{V_2}$ admitancia de salida (entrada en cortocircuito).

Si $V_2 = 0$, $y_{21} = \frac{I_2}{V_1}$ admitancia de transferencia directa (salida de cortocircuito).

Si $V_1 = 0$, $y_{12} = \frac{I_1}{V_2}$ admitancia de transferencia inversa (entrada en cortocircuito).

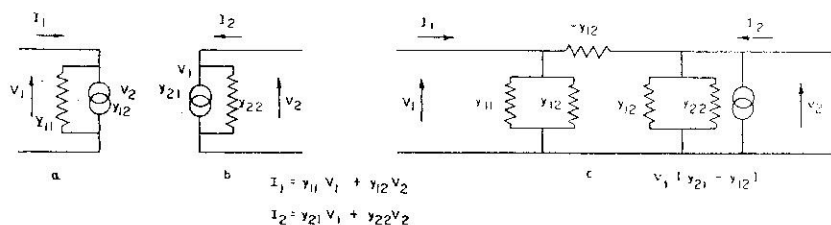


Fig. 18-17.

Nota.—En los circuitos dibujados en este capítulo el símbolo para la impedancia y la admitancia es el mismo. No hay por qué confundirlo, pues la explicación y los circuitos son muy claros.

De momento, no citamos más parámetros. Al hablar de los amplificadores veremos si hacen falta más.

Efecto de la temperatura sobre el funcionamiento de los transistores.

Esta pregunta se ha repetido mucho ya en las anteriores. Dijimos que en el germanio y el silicio puros había electrones libres, y, por tanto, huecos, pero muy pocos pares *minoritarios*, ya que los electrones, para abandonar la capa de valencia a la que pertenecen, necesitan cierta energía, para vencer la energía potencial que los mantiene unidos al átomo. Para hacer electrones y huecos mayoritarios, lo que hacíamos era introducir impurezas en el germanio o silicio.

Así el fenómeno, si calentamos un transistor ocurrirá que los electrones y huecos minoritarios aumentarán, y si la temperatura pasa de ciertos límites dejarán de ser minoritarios y nos darán una fuerte corriente que puede dañar el transistor.

Como los cálculos de los transistores se hacen en temperaturas normales, si la temperatura se eleva, los circuitos se alteran. Por otra parte, el fenómeno es acumulativo: aumenta la corriente y ésta hace aumentar la temperatura, que a su vez hace crecer la corriente, etc.

Debido a este aumento acumulativo, hay que estabilizar los circuitos con respecto a la temperatura. Esto se estudia ampliamente en otro capítulo y es una parte importantísima.

Funcionamiento del transistor en altas frecuencias.

Limitaciones y sus causas.

Esta pregunta no puede contestarse de una manera lógica, ya que lo que hoy es limitación mañana ha sido superado; no obstante, diremos algo de ello.

El funcionamiento de los transistores en altas frecuencias está limitado, como pasaba en las válvulas, debido a la capacidad entre los distintos contactos o uniones y también por el tiempo de tránsito. A medida que se va elevando la frecuencia, disminuye (α) alfa. Aproximadamente, cuando α se reduce a 0,7, la potencia se ha reducido a la mitad. Después hay que disminuir la resistencia de carga, y si α se reduce a 0,5, tenemos la frecuencia de corte, es decir, la frecuencia más alta en la que puede trabajar el transistor.

Estas cuestiones se comprenderán mejor cuando se estudien los amplificadores.

En la actualidad hay tres transistores para trabajar en 1.000 Mc/s y constantemente están saliendo nuevos dispositivos para trabajar en frecuencias más elevadas y también en mayores potencias.

Aplicación de los transistores. Comparación del germanio y el silicio.

Los transistores se pueden emplear normalmente en casi todos los circuitos en que se utilizan válvulas termiónicas. Con las limitaciones, a veces, de frecuencia y de potencia. Por tanto, podemos citar el uso de los transistores en todo tipo de amplificadores, osciladores, moduladores, detectores, circuitos de impulsos, circuitos especiales, etc.

Los campos de aplicaciones de los dispositivos de germanio y silicio son similares, si bien ya vimos, al hablar de las características de los diodos, que éstas eran diferentes en el germanio y silicio. Esto da lugar a ligeras variantes en el comportamiento, por lo que a veces se elige uno en lugar de otro. Por ejemplo, en frecuencias muy elevadas, como el conversor de radar, se utiliza el silicio, que da menos ruidos, etc.

Ventajas e inconvenientes de los transistores respecto a las válvulas.

Las desventajas de los transistores se pueden resumir en cuatro importantes:

- 1.^a Su limitación en frecuencias elevadas.
- 2.^a Su limitación en cuanto a potencia de salida.
- 3.^a El ruido de los transistores es mayor que en los amplificadores con válvulas.
- 4.^a La temperatura puede ser un obstáculo.

Esta cuarta objeción está realmente vencida. En cuanto a las demás, en parte, también están superadas.

Donde no tengamos los inconvenientes citados, el transistor sustituirá a la válvula, por su menor precio, menor peso, menor *tamaño*, menor consumo, *más* duración, menos averías, etc.

Como las tensiones son inferiores, los elementos del circuito son menos costosos en cuanto a su aislamiento y precios, y esto del precio se irá bajando a medida que el transistor vaya sustituyendo a las válvulas.

CAPITULO XIX

AMPLIFICACION

Concepto fundamental de amplificación.

Entre los múltiples usos de las válvulas electrónicas, tal vez sea el más extendido su empleo como amplificadora. Es frecuente la necesidad de amplificar pequeñas variaciones de tensión o de corriente en otras de mayor magnitud, y esto se realiza utilizando la válvula como amplificadora. Ahora bien, si a una rejilla llega una tensión muy débil y sale amplificada, el aumento de esta energía *no la ha proporcionado* la válvula: la válvula no crea energía, lo que ha hecho es transformar parte de la energía de alimentación en otra de análogas características que la que hemos aplicado para amplificar. Normalmente, siempre que una válvula funciona y hace una función es a costa de la energía de alimentación. Veamos ahora cómo una válvula amplificadora transforma la energía de la fuente de alimentación (que es continua) en otra similar a la que llega a la rejilla (reparar el efecto de la rejilla en el triodo).

Según el esquema de la figura 19-1, *a*, hay que distinguir la tensión

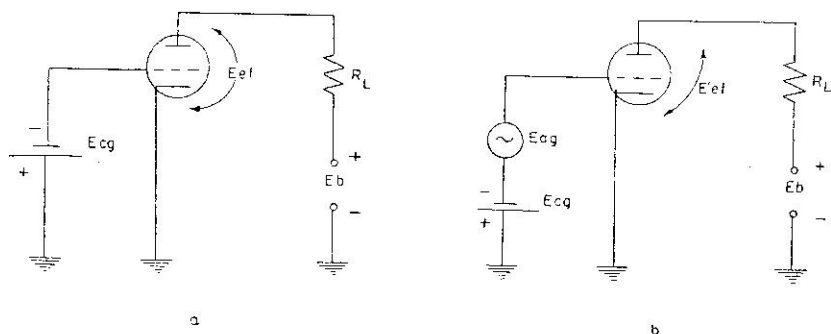


Fig. 19-1.

AMPLIFICACIÓN

efectiva entre placa y cátodo, y la tensión efectiva, entre rejilla y cátodo. En este caso, la tensión efectiva entre rejilla y cátodo es la de polarización; en cambio, la tensión efectiva entre placa y cátodo será la de la fuente de alimentación, E_b , menos la que cae en R_L . Por tanto, en el circuito de placa, en el exterior de la válvula, entre placa y cátodo, tenemos una tensión efectiva:

$$E_{ef} = E_b - I_b \cdot R_L.$$

Supongamos ahora que, como en la figura 19-1, *b*, llega a la rejilla una tensión de excitación alterna E_{ag} , que se superpone a la continua de polarización E_{cg} . En el semiciclo positivo de E_{ag} la rejilla se hará menos negativa, y esto hará que tengamos un incremento en la corriente de placa, incremento que será alterno, ya que seguirá las variaciones de E_{ag} . Cuando llegue el semiciclo negativo ocurrirá un fenómeno contrario al anterior, es decir, la corriente de placa disminuirá, aunque, como en el caso anterior, lo hará de acuerdo con la variación de E_{ag} .

En el momento en que empieza a variar la corriente de placa, que llamaremos I_{aL} (corriente alterna en la carga), creará una caída de tensión alterna en la carga, que llamaremos E_{aL} .

Por tanto, las tensiones efectivas que tenemos, así como la corriente de placa, quedan expresadas por las siguientes relaciones:

$$E_{g\ ef} = E_{cg} \pm E_{ag}; \quad I_{ef} = I_b \pm I_{aL}; \quad E_{ef} = E_b - I_b R_L.$$

$$E'_{ef} = E_{ef} \pm E_{aL};$$

Hay que hacer notar que la corriente de placa está en fase con la tensión E_{ag} , aplicada a la rejilla. Esto es evidente: a medida que la rejilla se hace más positiva, aumenta la corriente de placa, y cuando la rejilla se hace más negativa, disminuye esa corriente. Ahora bien, cuando aumente la corriente de placa, ocurrirá que habrá más caída de tensión en R_L y, por tanto, será menor E_{ef} de placa, lo que quiere decir que la tensión efectiva de placa está *en oposición* de fase con la tensión de excitación de rejilla, E_{ag} . Todo esto se explica en las figuras 19-2 y 19-3 y, además, se dan ejemplos numéricos que se comprenden mejor.

Datos numéricos: E_b 300 V, $I_b = 0,015$ A; $R_L = 6.000\ \Omega$.

E_{ef} antes de aplicar la tensión alterna = $300\text{ V} - 0,015 \cdot 6.000 = 210\text{ V}$.

Al aplicar E_{ag} , efectiva varía entre $210 \pm 30 = 240$ y 180 V .

La tensión que cae en $R_L = 0,015 \cdot 6.000 = 90$, y cuando se aplica E_{ag} varía entre $90 \pm 30 = 120$ y 60 V .

E_{ag} y E_{ef} de placa-cátodo *en oposición de fase*.

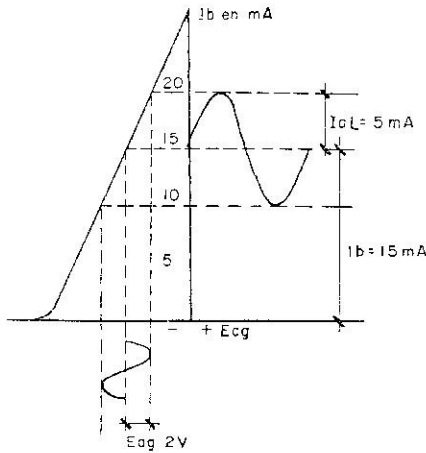


Fig. 19-2.

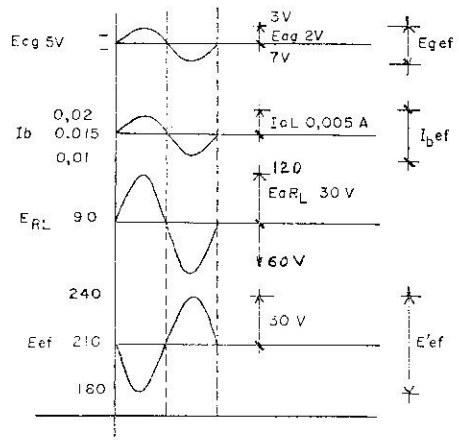


Fig. 19-3.

Amplificadores de tensión y de potencia.

Las clasificaciones son, a veces, difíciles de limitar. Lo mismo ocurre con esta pregunta, ya que, en cuanto al fundamento, es lo mismo un amplificador de tensión que otro de potencia, y por otra parte, todos los amplificadores dan más potencia a la salida que a la entrada, por lo que todos amplifican potencia. No obstante, esta definición resulta útil en algunos casos para diferenciar el objeto de un amplificador, pero esto se comprenderá por sí sólo después de estudiado este capítulo de amplificación. De momento, daremos un ejemplo.

Un micrófono da una tensión de unos milivoltios, y lo que necesitamos en principio es amplificar esa tensión. Por ello, la aplicamos a la rejilla de una válvula y nos interesa obtener en la placa una tensión similar a la aplicada, pero muy amplificada. Por tanto, este amplificador es de tensión. Cuando ya tenemos una tensión de cierta magnitud y deseamos, por ejemplo, que lo hablado en el micrófono se escuche por un altavoz, lo que interesa es que el amplificador nos dé la suficiente potencia para estos fines, y como la potencia se puede conseguir con la intensidad en lugar de con la tensión, no necesitamos ahora en la placa una gran amplificación de tensión, sino la máxima potencia útil posible. Por tanto, este paso sería un amplificador de potencia.

El decibelio.

Cuando tenemos varios amplificadores, como ocurre en un receptor de radio o en una emisora o en cualquier trabajo de comunicaciones, ocurre que la diferencia entre la potencia de entrada al equipo y la de salida es muy grande, por lo que su relación es enorme, que puede ser del orden de varios millones. Para evitar estos números tan molestos utilizamos una unidad logarítmica llamada decibelio (*dB*).

El número de decibelios queda determinado por la relación:

$$n \text{ decibelios} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

o sea, que el número de decibelios es 10 veces el logaritmo decimal de la relación de dos potencias (normalmente, la de salida y de entrada). El signo es + si P_2 es mayor que P_1 , y negativo, si P_2 es menor que P_1 .

Veamos un ejemplo: Expresar en decibelios la ganancia de un amplificador al que se le aplica un vatio y da 10 W.

$$n \text{ decibelios} = 10 \log \frac{10}{1} = 10 \text{ dB.}$$

2.º Expresar en decibelios la ganancia de un sistema de amplificación al que aplicamos un mW y obtenemos 100 W.

$$n \text{ decibelios} = 10 \log \frac{100}{0,001} = 10 \cdot \log 10^5 = 10 \cdot 5 = 50 \text{ dB.}$$

Sin decibelios, la primera relación se hubiera expresado por un número cómodo, el 10. En cambio, en el segundo caso la relación vendría expresada por el número 100.000, número más incómodo que 50.

Cuando nos interesa la relación de tensiones o de intensidades, en lugar de la relación de potencias, y teniendo en cuenta que las potencias son proporcionales a V^2 ($P = V^2/R$) y a I^2 ($P = I^2 R$), podemos escribir:

$$n \text{ dB} = 10 \log \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 = 20 \log \frac{E_2}{E_1}; \text{ y } n \text{ dB} = 10 \log \left(\frac{I_2}{I_1} \right)^2 = 20 \log \frac{I_2}{I_1}.$$

Nota.—La sensibilidad del oído humano es logarítmica, *no* lineal. De aquí el interés del logaritmo en acústica.

Relaciones entre tensiones y corrientes en un amplificador.

Esto se estudia como continuación de la primera pregunta del capítulo. Al hablar de las válvulas y de la rejilla de control, ya hicimos notar que una variación en la tensión de rejilla era μ veces más eficaz que la misma variación hecha en la placa; por ello, si aplicamos a la rejilla una tensión E_{ag} , equivale a poner en la placa un generador $-\mu E_{ag}$. Este generador estaría en serie con la resistencia de carga R_L y con la R_i de la válvula. El signo menos significa que la tensión efectiva de placa está en oposición con la aplicada, E_{ag} , como explicamos anteriormente. Por tanto, podemos dibujar el circuito equivalente a la válvula según la figura 19-4, b.

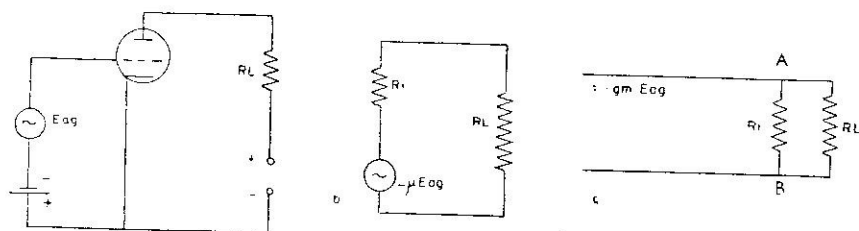


Fig. 19-4.

Esta figura nos permite escribir las siguientes relaciones fundamentales:

$$I_{aL} = \frac{-\mu E_{ag}}{R_i + R_L}; \quad (1)$$

$$E_{aL} = I_{aL} \cdot R_L = \frac{-\mu E_{ag} \cdot R_L}{R_i + R_L}. \quad (2)$$

Es de gran utilidad para el cálculo estudiar el circuito de la figura 19-4, c, que es equivalente. En lugar de un generador de tensión, como en la b, tenemos un generador de corriente constante de

$$i = -gm \cdot E_{ag}.$$

Según (2), la tensión en la carga o en AB es

$$\frac{-\mu E_{ag} \cdot R_L}{R_i + R_L};$$

AMPLIFICACIÓN

si dividimos numerador y denominador por R_i tenemos:

$$EaL = \frac{\frac{\mu}{R_i} \cdot Eag \cdot RL}{1 + \frac{RL}{R_i}} = -gm \cdot Eag \frac{RL \cdot R_i}{R_i + RL},$$

expresión que nos da el circuito equivalente para corriente constante, ya que

$$R_t = \frac{R_i \cdot RL}{R_i + RL}.$$

Si llamamos A al valor de lo que hemos amplificado la tensión, tendremos:

$$A = \frac{EaL}{Eag},$$

y según (2)

$$A = \frac{\mu \cdot \frac{Eag \cdot RL}{R_i + RL}}{Eag} = \frac{\mu RL}{R_i + RL}. \quad (3)$$

Si expresamos (1), (2) y (3) en función de la transconductancia o conductancia mutua gm , tenemos:

$$IaL = \frac{\frac{\mu}{R_i} Eag}{1 + \frac{RL}{R_i}} = \frac{-gm \cdot Eag}{1 + \frac{RL}{R_i}} \dots \text{etc.}$$

En los pentodos, que como sabemos tienen elevada R_i , tenemos que R_i es mucho mayor que R_L , y nos queda, aproximadamente:

$$IaL = -gm \cdot Eag \text{ (1')}; \quad EaL = -gm \cdot Eag \cdot RL \text{ (2')}; \quad A = gm \cdot RL \text{ (3')}.$$

Distintos procedimientos de polarización de rejilla.

Autopolarización.

Esta pregunta es muy importante. Sabemos que, según el potencial que demos a la rejilla de control, así trabajará la válvula. Normalmente, *no* nos interesa que la rejilla sea positiva, para que no circule co-

rriente por ella, pues sería un consumo inútil, además de una serie de inconvenientes que esto tendría y que veremos en próximas cuestiones. Por ello, lo normal es que la rejilla de control sea más negativa que el cátodo. El control lo hace lo mismo.

Para dar esta alimentación o polarización de rejilla se puede hacer con un generador independiente, como en la figura 19-5, *a*.

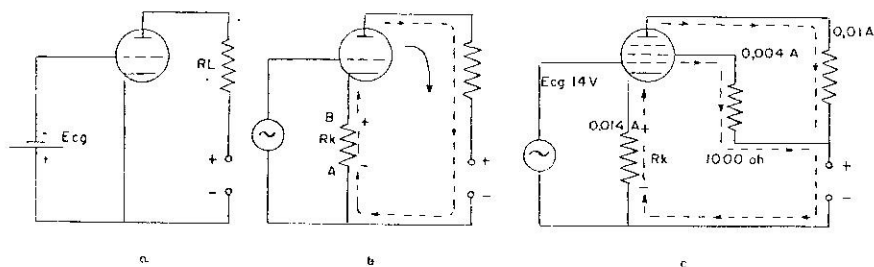


Fig. 19-5.

Otras veces se utiliza un divisor de tensión y de él sacamos la tensión conveniente. Una de las maneras más frecuentes de polarizar la rejilla es colocando una R en el cátodo. Esto se llama autopolarización (figuras 19-5, *b* y *c*). Esta R la llamaremos R_k y está en el circuito de cátodo-placa y en el circuito de rejilla-cátodo. Si por el circuito de rejilla no circula corriente, como hemos dicho ocurre normalmente, entonces es como si sólo estuviera en el circuito de placa-cátodo.

Según la figura 19-5, *b*, tenemos R_k entre cátodo y tierra. Los electrones en la válvula seguirán el camino de la flecha, por tanto, a la R_k le entran por A , luego el punto A será más negativo que el B . El voltaje que cae en la resistencia será, según la ley de Ohm, $VR_k = IR_k$, siendo I la intensidad que circula del cátodo a la placa. Como la rejilla está unida al punto negativo de R_k y el cátodo al positivo, ya tenemos la rejilla negativa respecto al cátodo en un voltaje $VR_k = I_b \cdot R_k = E_{cg}$.

En este libro seguimos el camino de los electrones, no el convencional de la corriente: «El punto por donde entran los electrones es más negativo que por el punto que salen.»

Si en lugar de la figura 19-5, *b*, triodo, tuviéramos un pentodo como el de la figura *c*, todo sería lo mismo; únicamente habría que tener en cuenta que la corriente que circula por R_k es la de placa más la de rejilla pantalla. En esta figura hemos puesto unos valores según los cuales tenemos que $E_{cg} = 14$ V.

Al poner la resistencia R_k , para polarizar la rejilla, resulta que se ha alterado todo lo dicho sobre amplificadores y las relaciones entre

AMPLIFICACIÓN

tensiones y corrientes. La tensión efectiva entre la placa y el cátodo será la que definimos antes, menos la que cae en R_k . Más importante que esto es el siguiente fenómeno: Cuando hay una excitación de rejilla tenemos una corriente $I_a L$ que, al pasar por R_k , hará que la polarización esté variando de acuerdo con dicha corriente. Por otra parte, la tensión alterna que se desarrolla en R_k se opone a la tensión de excitación E_{ag} , es decir, que cuando $I_a L$ crece, mayor será la caída de tensión en R_k y más negativa se hará la rejilla.

Las relaciones cuantitativas no las vamos a estudiar aquí, porque, como veremos, esto, en parte, se puede arreglar:

Si suponemos en paralelo con R_k un condensador C_k (fig. 19-6), tenemos los siguientes fenómenos: En ausencia de E_{ag} el condensador se habrá cargado al potencial $V_a - V_b$.

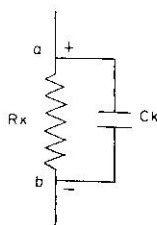


Fig. 19-6.

Cuando aumenta la corriente y, por tanto, la caída de tensión entre a y b , el condensador tenderá a cargarse a más tensión, y cuando disminuya la corriente, el condensador tenderá a descargarse. El tiempo que tarda el condensador en cargarse y descargarse dependerá de la constante de tiempo CR ; si ésta es grande, la tensión entre a y b se mantiene constante. En la práctica se considera que si la reactancia del condensador es $1/3$ del valor de R_k , la tensión entre a y b se mantiene prácticamente constante. Por tanto, podemos utilizar para el cálculo las expresiones anteriores, aunque el circuito lleve R_k para la polarización.

Clasificación de los amplificadores de acuerdo con la impedancia de carga y el acoplamiento.

Según la impedancia de carga podemos, de momento, dividir los amplificadores en dos grupos. 1.º Los que tienen una $Z_L = R$; 2.º Los que tienen una $Z_L = R + jX_L$. En cuanto a los primeros, las relaciones entre tensión y corriente son las estudiadas anteriormente, incluso si es un circuito oscilante sintonizado, ya que, en resonancia, el circuito oscilante presenta una Z resistiva.

Un ejemplo típico del segundo caso lo tenemos cuando la carga es una bobina (fig. 19-7). El estudio es similar al caso general. Mostramos

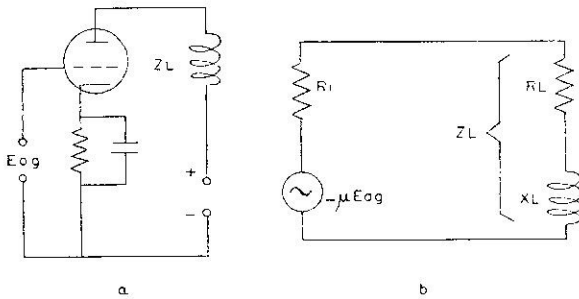


Fig. 19-7.

los circuitos equivalentes. Para el cálculo hay que tener en cuenta que los valores de estas fórmulas son vectoriales o complejos.

$$\vec{IaL} = \frac{\mu \vec{Eag}}{\vec{Ri} + \vec{ZL}}$$

$$\vec{EaL} = \frac{\mu \vec{Eag} \vec{ZL}}{\vec{Ri} + \vec{ZL}},$$

$$ZL = R + jXL = ZL / \alpha$$

Los valores escalares vienen dados por las relaciones

$$IaL = \frac{-\mu E_{ag}}{\sqrt{(Ri + RL)^2 + L^2 \omega^2}},$$

$$EaL = \frac{-\mu E_{ag} \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}{\sqrt{(Ri + RL)^2 + L^2 \omega^2}}$$

Para hallar el valor de la amplificación, lo mismo que en el caso general, hacemos la relación entre la salida y la entrada; por ello escribimos las relaciones siguientes:

$$\vec{A} = \frac{\vec{EaL}}{\vec{Eag}} = \frac{-\mu \vec{ZL}}{\vec{Ri} + \vec{ZL}}$$

donde

$$ZL = R + jXL,$$

y en valores escalares tenemos:

$$A = \frac{\mu \sqrt{RL^2 + L^2 \omega^2}}{\sqrt{(Ri + RL)^2 + L^2 \omega^2}}$$

Hay una excepción importante en este tipo de amplificador, y es que la tensión de entrada y la tensión efectiva no están ya en oposición, sino que la diferencia de fase depende de ZL .

Si $ZL = RL + j0$, estaríamos en el caso general, y $\alpha = 180^\circ$.

Si $ZL = 0 + jXL$, tendremos que el ángulo α será:

$$180 - \arctg \frac{XL}{Ri}.$$

ya que queda Ri , aunque $RL = 0$.

Si tenemos $ZL = RL + jXL$, tenemos una amplificación con un ángulo de desfase entre la salida y la entrada según:

$$\alpha_A = 180^\circ + \arctg \frac{XL}{RL} - \arctg \frac{XL}{Ri + RL}$$

En las expresiones de la amplificación A , observamos que cuando la Z de carga es muy elevada, el valor de A se aproxima al del coeficiente de amplificación de la válvula, es decir, $A \approx \mu$. Sin embargo, no deben confundirse, pues su significado es completamente diferente.

En caso de hacer el estudio según un circuito de corriente constante, como el de la figura 19-8,

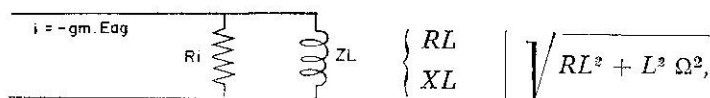
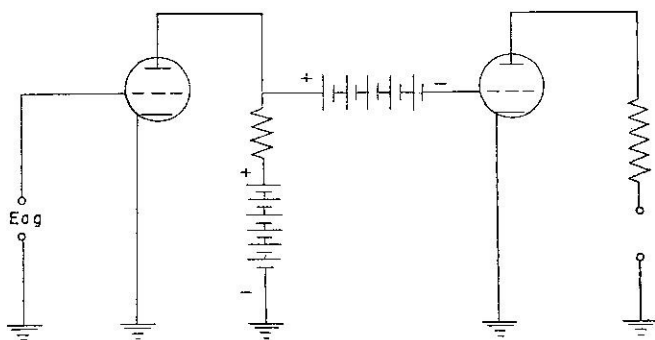


Fig. 19-8.

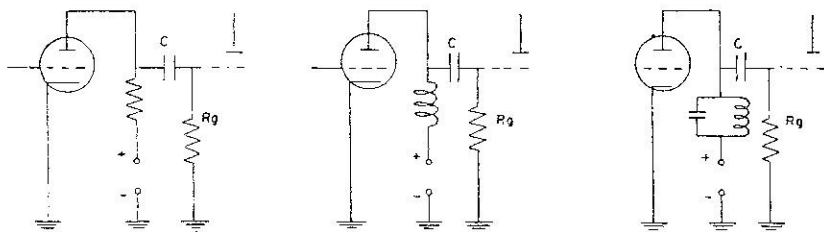
lo haríamos operando, según estudiamos en la pregunta de relaciones entre corrientes y tensiones.

En cuanto a la clasificación de los amplificadores de acuerdo con el acoplamiento, diremos que hay tres métodos generales: método directo, por inducción (o sea, por transformador, bien de núcleo de hierro o aire) y por condensador. Esto lo mostramos en las figuras 19-9, 19-10 y 19-11.



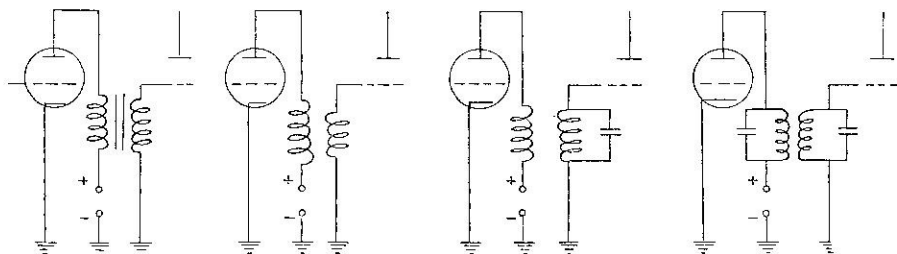
Acoplamiento directo.

Fig. 19-9.



Acoplamiento por resistencia condensador.

Fig. 19-10.



Acoplamiento inductivo.

Fig. 19-11.

AMPLIFICACIÓN

El acoplamiento por resistencia-capacidad es realmente acoplamiento directo. Por tanto, como en el caso de circuitos acoplados, tenemos dos métodos: bien directamente o electromagnéticamente. Dentro del acoplamiento electromagnético pueden ser circuitos aperiódicos o sintonizados.

El objeto del acoplamiento, en general, es, como siempre, pasar una energía de un circuito a otro. En este caso más concreto, energía de una válvula a otra de la manera más conveniente.

Clasificación de los amplificadores según la frecuencia.

Como se comprende, estas clasificaciones tienen cierta flexibilidad, pero es muy importante la clasificación de los amplificadores en tres grandes grupos:

1.º De baja frecuencia (B. F.) o audiodfrecuencia, y son los empleados para amplificar frecuencias audibles, aproximadamente de 16 c/s a 20.000 c/s.

2.º Amplificadores de radiofrecuencia (R. F.), que son los que amplifican frecuencias elevadas; dentro de estos amplificadores podríamos hacer algunas subdivisiones, como de frecuencias medias, frecuencias altas, muy altas y ultraaltas, etc.

3.º Amplificadores de videofrecuencia (V. F.), que tienen por objeto amplificar una ancha gama de frecuencias, del orden de unos ciclos a unos millones de ciclos. Se utilizan en televisión y radar entre otros dispositivos.

Hay otras clasificaciones, según el tipo de amplificador en particular.

Condiciones de funcionamiento.

Las condiciones de funcionamiento, como se verá por las figuras, pueden ser muchísimas, si bien suelen dividirse en tres clases: clase A, clase B, clase C y algunas otras intermedias, como clase AB.

Clase A.—Se llama así al amplificador que está polarizado y excitado de tal manera, que siempre circula corriente de placa y la rejilla no llega a hacerse positiva (fig. 19-12, A).

Clase B.—Es el amplificador cuya polarización de rejilla coincide, aproximadamente, con el punto de corte de la válvula; por tanto, sólo circula corriente durante los semiperíodos de excitación positivos (figura 19-12, B).

Clase AB.—Se llama así al amplificador cuya polarización de rejilla

y excitación son tales que no siempre circula corriente de placa, si bien funciona más de medio ciclo.

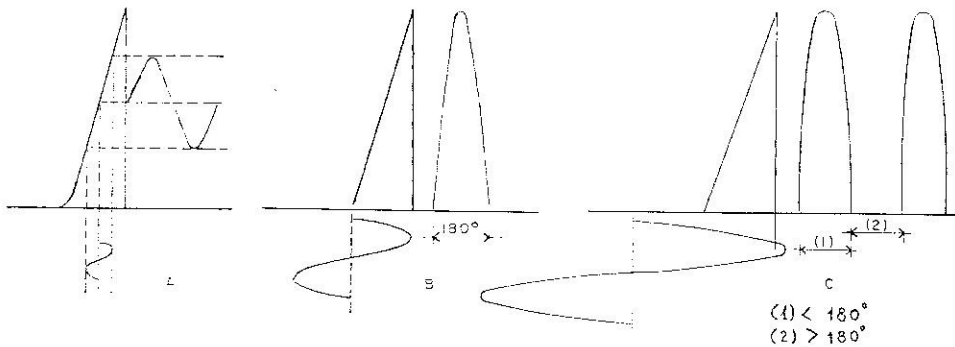


Fig. 19-12.

Clase C.—Es aquel en que la polarización de rejilla está notablemente más allá del punto de corte de la válvula y la excitación es tal que la rejilla se hace positiva durante algunos momentos del ciclo positivo (fig. 19-12, C).

Estas figuras muestran lo explicado, si bien en capítulos posteriores se tratan simplemente estos conceptos.

Distorsión. Sus clases.

Esta pregunta se va contestando a lo largo del capítulo. Es una palabra corriente. Distorsión es *no* linealidad. En general, la distorsión en la amplificación es perjudicial y hay que evitarla. Por ejemplo, en el caso de amplificación musical no sólo nos interesa que la señal se haga más fuerte, sino que, además, reproduzca fielmente la señal original. Hay casos especiales en que producimos distorsión intencionadamente.

La distorsión puede ser de amplitud, de fase, de ambas, etc. Hay muchas maneras de evitar la distorsión, por lo menos en parte. Es un problema muy importante, pero estas maneras se estudian en los capítulos correspondientes.

CAPITULO XX

AMPLIFICADORES DE TENSION PARA AUDIO Y VIDEOFRECUENCIAS

Amplificadores de tensión para audiofrecuencias.

Las audiofrecuencias son bajas frecuencias audibles, del orden de los 16 a 20.000 c/s. El oído es más sensible a las comprendidas entre 800 a 4.000 c/s. El límite audible depende de cada persona en particular. Normalmente, un sonido que se oye con una fuerza normal a los 3.000 c/s empieza a dejar de oírse a los 12.000 c/s, o para algunas personas, antes. Ahora bien, si aumentamos la intensidad, puede oírse hasta cerca de los 20.000 c/s.

Un amplificador de sonido o de audiofrecuencia típico se muestra en la figura 20-1, *b*. En estos amplificadores, lo más importante, además de la amplificación de tensión, es que la onda de voltaje de salida sea fiel reflejo de la onda de tensión de entrada. Es decir, que no haya distorsión. Por ejemplo, si deseamos que a una cantante la escuchen

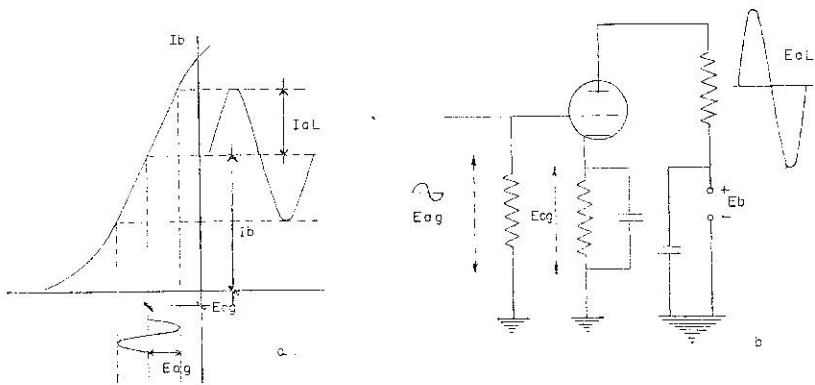


Fig. 20-1.

muchas personas podemos amplificar su voz, pero es fundamental que todos los oyentes oigan su voz sin deformaciones. En caso contrario, carecería de objeto la amplificación.

Esto se logra proyectando el amplificador de forma que amplifique por igual todas las frecuencias de la voz. Si la banda de frecuencias no es muy ancha, mejor; basta con un amplificador trabajando en clase A, como se muestra en la curva de la figura 20-1, *a*, y amplifican sin distorsión.

Amplificadores acoplados por resistencia-capacidad. Circuitos básicos. Variación de la amplificación con la frecuencia, curvas de respuesta.

Cuando no es suficiente una sola válvula para obtener la amplificación requerida, es necesario volver a amplificar la señal con las válvulas necesarias. Acoplar una válvula a otra es llevar la señal de salida de la primera a la rejilla de la segunda. Una de las formas de acoplamiento para audiofrecuencias es el que muestra la figura 20-2, en donde el acoplamiento se hace por la resistencia de carga RL , el condensador C y la resistencia Rg .

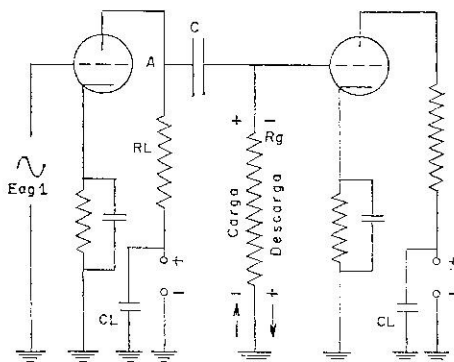


Fig. 20-2.

Supongamos que cuando no llega la señal a la rejilla, la válvula conduce y hay una caída de tensión RL . Sea esta caída EL , luego en el punto *a* tenemos una tensión $E_b - EL$ y como el condensador está puesto, por una parte, a A , y por otra, a tierra, se habrá cargado a la tensión de A , es decir, a $E_b - EL$. Al llegar a la rejilla una señal de valor E_{ag} , la

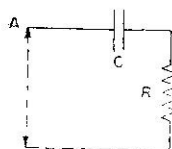
válvula conducirá más o menos corriente y entonces habrá una variación en la caída de tensión de RL .

Esto hará que el condensador se cargue y se descargue según estas variaciones. El condensador tiende a estar cargado a la tensión del punto A . Cuando la tensión en A aumenta porque cae menos en RL , C recibe cargas. Cuando la tensión en A disminuye por caer mayor tensión en RL , el C se descarga. Tanto la carga como la descarga se hace a través de R_g . Los electrones en la carga entran al condensador, desde tierra, por R_g , luego harán la rejilla de la segunda válvula más positiva que el cátodo. En la descarga, los electrones salen de C hacia R_g para ir a tierra; luego harán la rejilla de la segunda válvula más negativa que el punto de trabajo. Es decir, en esta R_g habrá una caída de tensión variable que queda aplicada a la rejilla de la segunda válvula.

En un amplificador de baja frecuencia o audiofrecuencia la amplificación de las frecuencias del orden de los 50 c/s a los 15.000 c/s nos interesa que sea uniforme.

También nos interesa por el sentido lógico de la amplificación que en el circuito CR_g caiga poca tensión en el condensador y la máxima posible en R_g , ya que estas variaciones de R_g son las que van a la segunda rejilla (fig. 20-3).

$$X_c = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{2\pi fC},$$



$$X_c = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{2\pi fC},$$

Fig. 20-3.

por tanto, X_c es mayor en las bajas frecuencias y, por ello, habrá más pérdidas de tensión para bajas frecuencias. Esto se elimina en parte si R_g es mucho mayor que X_c .

Por otra parte, cuanto mayor es C , menor será X_c , puesto que C está en el denominador. En la práctica, el condensador no puede ser tan grande como deseamos, pues está limitado por el tamaño y demás, aparte de que también tiene pérdidas. Por ello, lo que se hace es sacrificar un poco la ganancia, ya que con las válvulas esto no es problema, pues las modernas tienen grandes amplificaciones. En frecuencias altas es fácil conseguir R_g mucho mayor que X_c , pues ya hemos repetido que X_c disminuye con la frecuencia. Si bien al elevar las frecuencias surgen nuevos problemas, pues hay que tener en cuenta las capacidades entre los electrodos de las válvulas.

En la figura 20-4 dibujamos una curva típica de amplificador acoplado a resistencia y capacidad. Dicha curva es perfectamente útil para nuestros propósitos. La caída en frecuencias por debajo de los 50 c/s es debida a la caída en el condensador C . La caída en altas frecuencias es debida a las capacidades entre los electrodos de las válvulas.

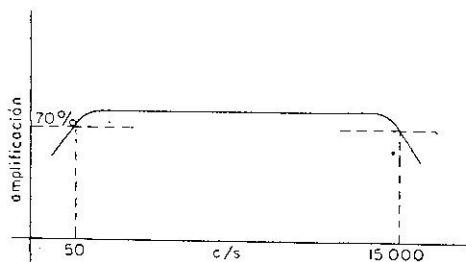


Fig. 20-4.

El condensador CL en derivación con la fuente de alimentación se llama de desacoplo y hace de camino para las corrientes variables, para que éstas no pasen por la fuente de alimentación, ya que si hay varias válvulas y no tuviéramos estos condensadores, todas las corrientes variables de las distintas válvulas, se cerrarían por la fuente de alimentación, normalmente común a todas las válvulas, y en dicha fuente habría corrientes en fase, desfasadas, etc., y causarían perturbaciones.

No se pueden llevar directamente a la rejilla de la segunda válvula las variaciones de la carga de la primera, ya que entonces si no estuviera el condensador C , la alta tensión E_b quedaría aplicada a la segunda rejilla. De ahí la necesidad del condensador de acoplo C que bloquea la tensión de la placa de la primera válvula a la segunda y, en cambio, permite el paso de corriente de la carga y descarga a través de su circuito, del que forma parte R_g , y con ello obtenemos el fin deseado de pasar energía de una válvula a otra.

Ya vimos, al hablar del triodo como amplificador, que la amplificación de un paso se expresa por la relación: $A = EaL/Eag$.

En este caso, la impedancia de carga, y supuestas despreciables las capacidades entre los electrodos de la válvula, viene determinada por RL , C y R_g . Como R_g es muy grande frente a RL y están en paralelo, podemos escribir con aproximación que la tensión que llega a la segunda rejilla, $Eag2$, es la misma que la tensión variable en la carga de la primera válvula, y tendríamos:

$$Eag2 = EaL = \frac{\mu Eag RL}{R_i + RL}.$$

Si la válvula es pentodo

$$E_{ag2} = E_{aL} = g_m E_{ag} \cdot RL$$

Si en lugar de RL la carga fuera una ZL cualquiera, habría que tener en cuenta sus componentes.

A continuación vamos a hacer un estudio detallado, según se trate de frecuencias medias, frecuencias altas, etc., teniendo en cuenta que la amplificación A de rejilla a rejilla es:

$$A = \frac{E_{ag2}}{E_{ag1}}$$

En *frecuencias medias* tenemos como circuito equivalente el de la figura 20-5. En dicho circuito no tenemos en cuenta el condensador de acoplo C , puesto que, como ya hemos estudiado su reactancia, en estas frecuencias es despreciable. Hallar la tensión que cae en R_g , y que es E_{ag2} , no tiene ninguna dificultad.

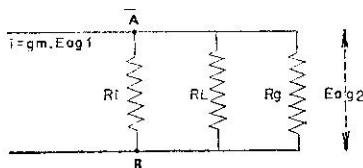


Fig. 20-5.

Si llamamos Re a la resistencia equivalente de las tres en paralelo,

$$Re = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{RL} + \frac{1}{R_g}} = \frac{R_i \cdot RL \cdot R_g}{RL \cdot R_g + R_i R_g + R_i RL}$$

La tensión en R_g , E_{ag2} , es la misma que hay entre A y B , y será la intensidad que entra y sale de AB por Re ; por tanto:

$$E_{ag2} = g_m \cdot E_{ag1} \cdot Re$$

y

$$A = \frac{E_{ag2}}{E_{ag1}} = \frac{g_m \cdot E_{ag1} \cdot Re}{E_{ag1}} = g_m \cdot Re$$

Para *frecuencias altas*.—Hay que tener en cuenta las capacidades placa-cátodo de la primera válvula, que está en paralelo con la carga,

y la capacidad rejilla-cátodo y de entrada de la segunda válvula, también en paralelo con R_g . Por ello, el circuito equivalente es el de la figura 20-6. El condensador C en frecuencias altas no presenta reactancia; por tanto, no se tiene en cuenta.

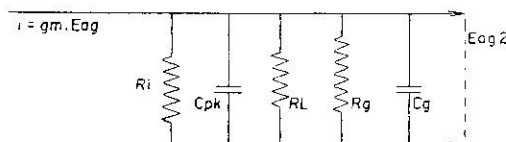


Fig. 20-6.

Como las capacidades interelectrónicas están en paralelo, se suman y ponemos en su lugar el condensador equivalente, y así tomamos la figura 20-7. Para resolver esta figura, lo que hacemos es sustituir las tres resistencias por su equivalente, como hicimos en el caso de las frecuencias medias. En este caso nos quedará un circuito con una R_e en paralelo con una C_t , capacidad total. Hay que tener en cuenta que, como estamos con elementos en paralelo, el voltaje es igual en todos los elementos; por tanto, ese voltaje es el E_{ag2} y la amplificación será:

$$A = \frac{E_{ag2}}{E_{ag1}},$$

y resolviendo el circuito sencillo de la figura 20-8 como circuito paralelo, nos queda que:

$$A = gm \sqrt{\frac{1}{Re^2 + C_t^2}}.$$

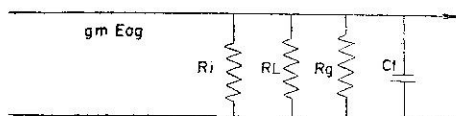


Fig. 20-7.

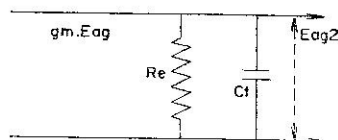


Fig. 20-8.

Nota.—Cuando se estudie la admitancia de entrada de los amplificadores, vemos que C_g aumenta con la frecuencia y, por tanto, disminuye X_c , y como está en paralelo con R_g , si X_c se hace muy pequeño, resulta que nos quedamos sin voltaje que llevar a la segunda rejilla.

Si en lugar de triodos tenemos pentodos, como en la figura 20-9, en la que hacemos notar R_p , resistencia de pantalla, y C_p , condensador de desacoplo de pantalla, los fenómenos son los mismos. La ventaja

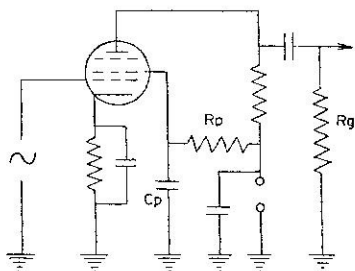


Fig. 20-9.

del pentodo sobre el triodo es que tiene un alto factor de amplificación y mucha menos *capacidad entre sus electrodos*, por lo que C_g es menor y permite amplificar mejor altas frecuencias. Por lo demás, todo lo estudiado en la amplificación con triodos es válido para el caso de los pentodos. En ambos casos, aplicamos la señal entre rejilla y cátodo y la sacamos entre cátodo y placa, por lo que los circuitos de entrada y salida son similares en el caso del triodo y del pentodo. Por tanto, como los fenómenos de amplificación son realmente la relación entre la salida y la entrada, el análisis es el mismo.

Amplificador con varias etapas.

En la figura 20-10 tenemos un amplificador con dos etapas, pero,

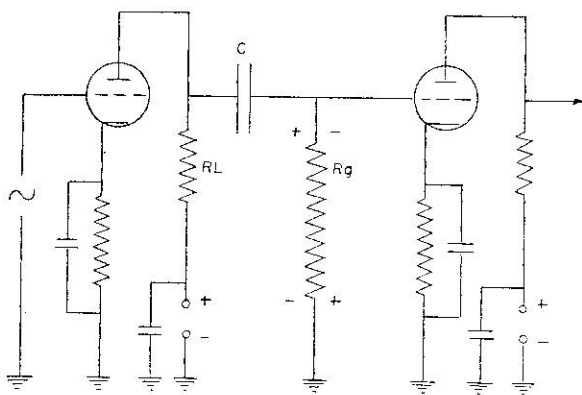


Fig. 20-10.

como se comprende, podemos añadir las que deseemos sin que varíen en nada los fundamentos. Los dos pasos son similares, si bien a la rejilla de la segunda válvula llegará más tensión de excitación. Los elementos del circuito son los mismos que los estudiados anteriormente. La relación total de amplificación será:

$$A_t = \frac{E_{ag2}}{E_{ag1}}.$$

Como complemento de lo estudiado en el capítulo anterior diremos que en el análisis que hicimos en frecuencias medias y altas despreciamos el condensador C de acoplamiento. Como puede ser útil un amplificador de frecuencias bajas, vamos a estudiarlo ahora. El circuito equivalente de rejilla a rejilla es el que mostramos en la figura 20-11. En frecuencias bajas despreciamos las capacidades entre electrodos.

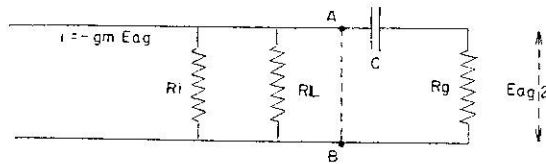


Fig. 20-11.

Para resolver este circuito podemos hacerlo con facilidad utilizando el teorema de Thevenin. Cortamos el circuito por $A-B$ y llamamos carga a lo que queda a la derecha, y generador, a lo que queda a la izquierda. La Z_i de este generador equivalente será la que medimos entre A y B , es decir:

$$Z_i = \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L}$$

Esta impedancia es resistiva, puesto que sólo hay resistencias. La tensión que mediríamos entre A y B , si la carga está quitada, es igual a la intensidad multiplicada por la R_e de las dos resistencias, que es igual a Z_i , o sea:

$$E = g_m E_{ag} \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} = g_m \cdot E_{ag} \cdot Z_i.$$

Por tanto, podemos dibujar el circuito equivalente según la figu-

ra 20-12. Este circuito es un circuito serie fácil de resolver, y tendremos que E_{ag2} es igual a la intensidad que circula por el circuito multiplicada por R_g .

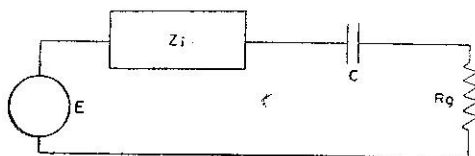


Fig. 20-12.

$$I = \frac{E}{Z_i + R_g - jX_c} = \frac{g_m \cdot E_{ag1} \cdot Z_i}{Z + R_g - jX_c};$$

$$E_{ag2} = I \cdot R_g = \frac{g_m \cdot E_{ag1} \cdot Z_i \cdot R_g}{Z + R_g - jX_c}.$$

Como la Z es resistiva, se puede sumar directamente con R_g , y tenemos:

$$E_{ag2} = \frac{g_m \cdot E_{ag1} \cdot Z_i \cdot R_g}{\sqrt{R^2 + X_c^2}},$$

siendo

$$R = \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} + R_g;$$

$$A = \frac{g_m \cdot Z_i \cdot R_g}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}.$$

El estudio de las frecuencias medias y altas lo hemos hecho en la pregunta anterior.

Amplificadores acoplados por transformador. Circuitos básicos. Variación de la amplitud con la frecuencia.

Como el transformador sólo es sensible a las variaciones de corriente a los efectos de transformación, podemos transferir por transfor-

mador las variaciones placa de una válvula a la rejilla de la siguiente (fig. 20-13, a).

Tiene algunas ventajas sobre el acoplamiento por capacidad-resistencia, ya que el bobinado primario opone poca resistencia al paso de la corriente continua, por lo que en la carga hay menos caída de tensión continua que si hubiera una RL . Esto permite tener menores tensiones en la fuente de alimentación, E_b .

Otra ventaja es que, debido a que se puede elegir el número de espiras del secundario con relación al primario, también el transformador contribuye a amplificar el voltaje. Esta ventaja no tiene una gran importancia, pues, como hemos dicho en otras ocasiones, las válvulas actuales tienen amplificaciones tan grandes que no es necesario recurrir al transformador para estos fines.

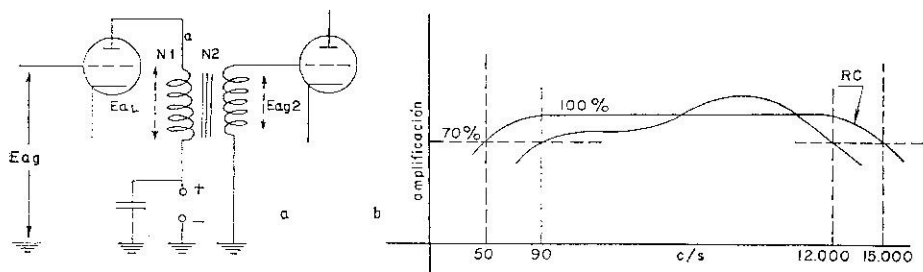


Fig. 20-13.

Más adelante, al estudiar los amplificadores en contrafase, veremos que el transformador presenta una gran ventaja para poder inyectar señal a dos válvulas en oposición de fase.

Tiene el inconveniente, con respecto al acoplamiento RC , que varía la carga con la frecuencia. Sabemos que $XL = L \cdot \omega$, por lo que podemos amplificar menos frecuencias con uniformidad que en el caso de RC .

Las variaciones de la amplitud serán menores cuando disminuye la frecuencia, ya que decrece la carga $XL = L \cdot \omega$. En frecuencias altas, la carga aumenta y, por tanto, la amplificación también debería aumentar, pero eso ocurre unos momentos, como se demuestra en la curva, pero, a partir de una frecuencia mayor, rápidamente la amplificación decae, debido a que empiezan a tener importancia las capacidades entre los electrodos de las válvulas. Esto se muestra perfectamente en la curva. También dibujamos de nuevo la curva $R-C$ para ver la diferencia de ambas (fig. 20-13, b).

Una desventaja del transformador es su peso y su coste, que si bien no es un inconveniente teórico, sí que lo es en la práctica.

Las relaciones entre las tensiones y corrientes se deducen de las

AMPLIFICADORES DE TENSIÓN PARA AUDIO Y VIDEOFRECUENCIA

fórmulas generales, pero el alumno deberá repasar lo estudiado en la página 89, transformadores.

Entonces teníamos:

$$a = \frac{N2}{N1} = \sqrt{\frac{R2}{R1}}.$$

Como el transformador eleva la tensión (también puede reducirla), la amplificación total de la rejilla de la primera válvula a la rejilla de la segunda válvula es como sigue:

$$IaL = \frac{\mu Eag}{Ri + ZL} = \frac{\mu Eag}{Ri + \frac{R2}{a^2}} = \frac{\mu Eag \cdot a^2}{Ri \cdot a^2 + R2};$$

$$EaL = IaL \cdot ZL = \frac{\mu Eag \cdot a^2}{Ri \cdot a^2 + R2} \cdot \frac{R2}{a^2} = \frac{\mu Eag \cdot R2}{Ri \cdot a^2 + R2};$$

$$A \text{ de rejilla a rejilla} = \frac{Eag2}{Eag1},$$

y como

$$Eag2 = EaL \cdot a,$$

$$A = \frac{\frac{\mu Eag \cdot R2}{Ri \cdot a^2 + R2} \cdot a}{Eag1} = \frac{\mu R2 \cdot a}{Ri \cdot a^2 + R2}.$$

Esta expresión se aplica directamente si nos dan a y $R2$. En caso contrario, habría que deducir los valores apropiados.

Si el acoplamiento fuera con un transformador aperiódico, como el de la figura 20-14, en el que no hay propiedades selectivas, excepto en

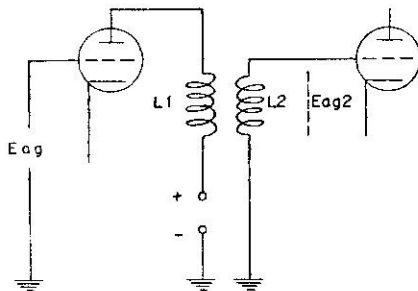


Fig. 20-14.

las frecuencias en que la capacidad entre los electrodos forme circuito resonante con $L1$ y $L2$.

Como la impedancia de entrada de la segunda válvula es muy elevada (impedancia rejilla-cátodo), podemos considerarla infinita, por lo que la Z reflejada será cero.

$$Z_r = \frac{M^2 \cdot \omega^2}{\infty} = 0.$$

Luego el circuito de placa sólo tiene la Z de $L1$, y repasando lo estudiado en circuitos acoplados, podemos escribir las siguientes relaciones:

$$I_{aL} = \frac{\mu E_{ag}}{\sqrt{R_i^2 + L1^2 \omega^2}}; \quad E_{ag2} = M \cdot \omega \cdot I_{aL} = \frac{M \cdot \omega \cdot \mu E_{ag}}{\sqrt{R_i^2 + L1^2 \omega^2}},$$

y la amplificación de rejilla a rejilla será:

$$A = \frac{E_{ag2}}{E_{ag1}} = \frac{M \mu \omega}{\sqrt{R_i^2 + L1^2 \omega^2}}.$$

como

$$M = \sqrt{L1 \cdot L2}.$$

$$A = \frac{\omega k \mu \sqrt{L1 \cdot L2}}{\sqrt{R_i^2 + L1^2 \omega^2}}$$

Tendremos máxima transferencia de energía si $R_i = L1 \cdot \omega$, y nos queda la amplificación:

$$A = \frac{\mu \cdot \omega \cdot k \cdot \sqrt{L1 \cdot L2}}{\sqrt{2 L1^2 \cdot \omega^2}} = \frac{\mu k \cdot \sqrt{L1 \cdot L2}}{\sqrt{2 \cdot L1}} = \frac{\mu}{\sqrt{2}} k \sqrt{\frac{L2}{L1}}$$

Nota.—Al hablar de la tensión inducida en el secundario no se han tenido en cuenta los desfases por no creerlo oportuno para nuestros fines.

Se observa que en las expresiones con transformadores de núcleo no aparecen las magnitudes L y ω ; en cambio, sí aparecen en el acoplamiento aperiódico en R. F.

La explicación es sencilla: En el primer caso hay una Z reflejada,

con componente resistiva y una componente reactiva capacitativa que anula a $XL1$ y queda sólo R .

En el segundo caso no hay Z reflejada, etc. Repasen los transformadores, su aplicación a la adaptación de impedancias, página 89, transformadores.

Amplificadores de corriente continua. Circuitos básicos.

Hemos visto en preguntas anteriores que en el acoplamiento para muy bajas frecuencias la amplificación iba disminuyendo, tanto en el acoplamiento $R-C$ como por transformador. Es decir, si necesitamos amplificar frecuencias muy bajas o simplemente las variaciones que sufre una tensión que suponemos constante, no podemos utilizar los sistemas estudiados hasta el momento.

Por otra parte, pueden ser variaciones que no sean función continua del tiempo.

Para amplificar este tipo de señales utilizaremos el acoplamiento directo. Estos amplificadores se usan en aparatos de medida, laboratorios, calculadoras numéricas, medicina, biología, etc.

En la figura 20-15 mostramos un amplificador típico. Lo mismo que en los casos generales, cuando a la rejilla de la primera válvula llega una variación de voltaje, esta variación se acusará en RL , donde, además, queda amplificada.

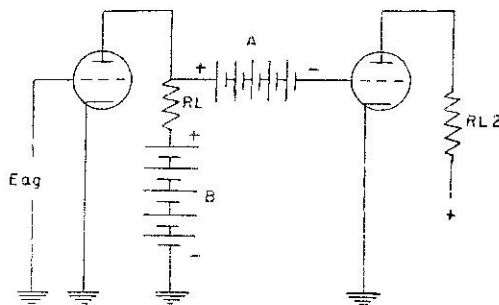


Fig. 20-15.

Veamos cómo está el circuito. Si la primera válvula no condujera, la tensión que hay entre la rejilla y el cátodo a tierra de la segunda válvula es la suma de las tensiones que hay en los dos generadores. Si deseamos que la rejilla de la segunda válvula se mantenga negativa, la tensión del generador A deberá ser igual o ligeramente superior a

la del generador B y de signo contrario. Sin embargo, cuando la primera válvula trabaja, habrá una caída de tensión en RL ; por tanto, para que la rejilla de la segunda válvula se mantenga negativa no es necesario que la tensión de A sea igual que la de B , es suficiente que se verifique:

$$E_A > E_B - I_b \cdot RL, \quad (1)$$

estando los generadores A y B en oposición.

Según la expresión (1), cuando haya alguna variación o excitación en la rejilla de la primera válvula, por pequeña que sea, variará I_b y con ello $I_b \cdot RL$, y a la vez, la polarización de rejilla de la segunda válvula. Esta variación la recogeremos amplificada en RL_2 .

Como se comprende, el razonamiento es válido si hay más pasos. La amplificación de un paso sería como en los casos generales, es decir:

$$A = \frac{E_a L}{E_{ag}} = \frac{\mu \cdot RL}{R_i + RL}$$

En donde $E_a L$ y E_{ag} no tienen que ser alternas sinusoidales, sino simples variaciones de tensión; es decir, impulsos de tensión.

Inestabilidad de los amplificadores de C. C. y métodos para corregirla.

La inestabilidad del circuito anterior es inevitable, pues por muy estabilizada que esté la tensión de los generadores de alimentación habrá variaciones que, aunque pequeñas, serán acusadas, no sabiendo, por tanto, cuáles son las variaciones que deseamos amplificar y conocer, y, por tanto, el circuito así no es de utilidad. Para eliminar estos inconvenientes hay muchos dispositivos.

Mostramos uno en contrafase (fig. 20-16). Los dispositivos en contrafase se estudiarán en preguntas siguientes.

Las variaciones de excitación llegan a las válvulas en oposición de fase, pero las tensiones de placa están en fase. De esta manera, las variaciones de tensión de los generadores serán iguales en ambas válvulas y, como están en oposición de fase, se anularán a la salida. En cambio, las variaciones de excitación no se anulan y aparecen en la carga. Como se estudiará también en la realimentación, una gran resistencia entre cátodo y tierra mejora el sistema.

Amplificadores de vídeo.

Podemos definir un amplificador de vídeo como un dispositivo capaz de amplificar de una manera uniforme frecuencias que varían entre los 40 c/s a 8 ó 10 millones c/s. Por ejemplo, en radar, el ancho

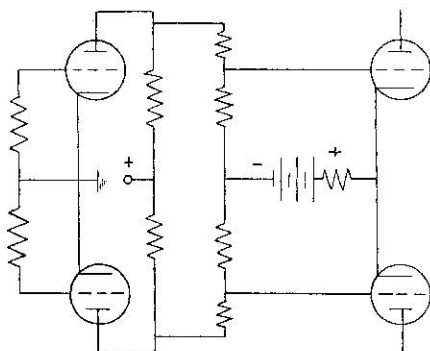


Fig. 20-16.

requerido es de 2 Mc/s, mientras en televisión es del orden de los 6 Mc/s y también de 8 Mc/s. Esto depende en cada caso de su utilización.

Recordemos que en los amplificadores de baja frecuencia acoplados por *C-R*, amplificábamos ondas del orden de los 50 a 15.000 c/s. En la figura 20-17 mostramos una onda y tres de sus componentes. Es fácil comprender que si hubiéramos dibujado más componentes habríamos obtenido como onda resultante de todas ellas la cuadrada que mostramos.

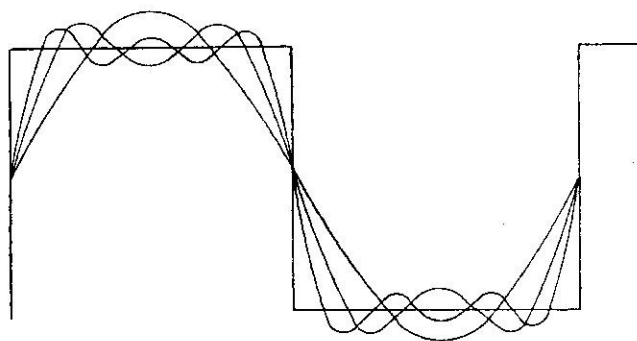


Fig. 20-17.

Si deseamos amplificar, pues, una onda cuadrada, es indudable que lo que deseamos amplificar es una gran gama de frecuencias. Es decir, de unos cuantos ciclos a unos millones de c/s.

Conviene hacer notar que hay sistemas, como en televisión, en que hay muchos pasos hasta obtener la amplificación requerida y que introducir distorsión en estas condiciones sería un desastre.

Para amplificar señales de este tipo se utiliza el acoplamiento R - C . El circuito equivalente, por tanto, será el de la figura 20-18. En bajas frecuencias, como sabemos, despreciamos C_t , capacidad total entre los distintos electrodos de las válvulas que acoplamos.

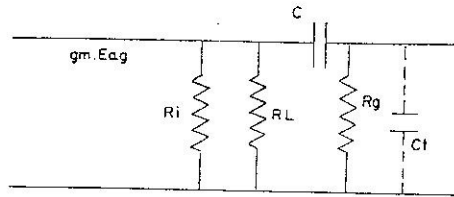


Fig. 20-18.

También recordamos que las pérdidas en bajas frecuencias eran debidas al condensador de acoplamiento C . Estas pérdidas, hasta los 50 ó 40 c/s, no son muy importantes en cuanto a la amplificación: es más grave el desfase que se produce. Recordemos, al estudiar corrientes alternas aplicadas a un condensador, dónde se verificaba.

En las figuras 20-19, *a* y *b*, mostramos el desfase, y que es más importante cuando las frecuencias son muy bajas, ya que vale más X_C .

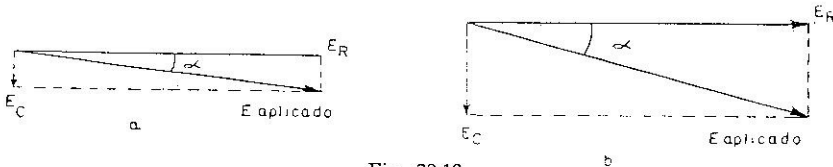


Fig. 20-19.

Con este recordatorio, veamos cómo trabaja un amplificador al que le llega una onda cuadrada, según mostramos en la figura 20-20.

Si la válvula 1 no conduce, no habrá caída de tensión en RL , y entre el punto A y tierra habrá 300 V. Cuando la válvula conduce habrá una caída de tensión en RL . Supongamos, por ejemplo, de 50 V. En estas condiciones, entre A y tierra habrá 250 V, tensión que durará hasta que la válvula deje de conducir. Tanto el principio de conducción como el cese son instantáneos.

Como el condensador está puesto entre el punto *A* y tierra, estará cargándose y descargándose entre los 250 y los 300 V. El condensador

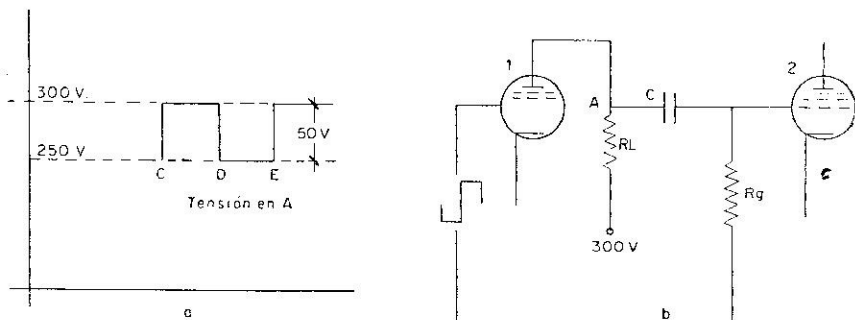


Fig. 20-20.

se cargará y descargará a través de RL y R_g . Como RL es muy pequeña frente a R_g y la resistencia no produce desfase, el tiempo que tarda el condensador en cargarse y descargarse dependerá de su capacidad (cuanta más capacidad, más tardará en cargarse) y de las resistencias R_g y RL (que no tenemos en cuenta). Si C y R son grandes, el condensador se cargará y se descargará lentamente. En la carga, los electrones suben al condensador por R_g . La intensidad de carga será lenta, puesto que R_g es grande y, por tanto, se opone mucho al paso de los electrones.

También sabemos que en la carga de un condensador, tanto si es lenta como si no lo es, al iniciarse la carga la corriente es máxima; luego habrá, por tanto, en ese instante una *máxima* caída de tensión en R_g ; a medida que se va progresando en la carga, la intensidad decrece (*decrece lentamente si R_g es grande*); luego la caída de tensión en R_g irá disminuyendo, *pero también lentamente*; luego tenemos una onda como la de la figura 20-21, *a*, que nos muestra cómo es el voltaje en R_g . La máxima tensión que tenemos en R_g es al iniciarse la carga. En el tiempo CD , el condensador seguirá cargándose si la carga es lenta, pero en este instante, en el tiempo D la tensión del punto *A* baja y el

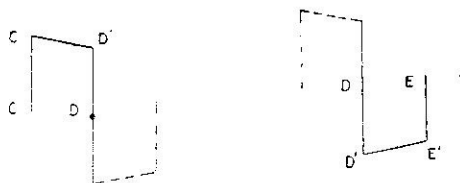


Fig. 20-21.

condensador empieza a descargarse, hasta quedarse en la tensión A . La descarga también se hace lentamente, ya que los electrones encuentran los mismos obstáculos que en la carga, o sea, R_g . Los electrones en la descarga bajan por R_g ; por tanto, la diferencia de potencial en R_g será ahora contraria a la anterior. El condensador está descargándose durante el tiempo de D a E , como mostramos en la figura 20-21, b .

Hay que tener en cuenta que el condensador no varía 50 V en la carga y descarga, ya que, cuando está cargándose y lleva unos voltios, cambia la tensión aplicada y empieza a descargarse. Siempre se verifica que la tensión que cae en R_g , más la que cae en el condensador, es la tensión que varía en A , en el ejemplo que ponemos (fig. 20-22).

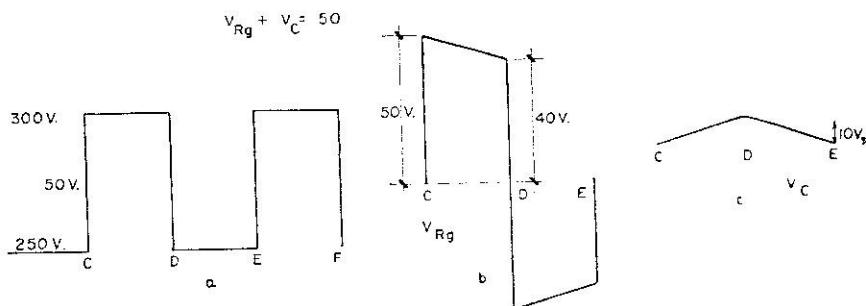


Fig. 20-22.

Como se ve, la tensión en los extremos de R_g , que es la que nos llevamos a la rejilla segunda, no es exactamente como las variaciones de A , que serían lo ideal, pero se le parece, y si R_g , multiplicado por C ($R_g \cdot C$), es grande con respecto al tiempo que tarda en variar el potencial en A , es decir, en la figura $CD \ll C \cdot R_g$, podemos decir que no hay problemas en cuanto a la distorsión de amplificación, pero sí lo sería en cuanto al desfase, a pesar de ser éste muy pequeño. Para algunos dispositivos esto sería bastante, pero para otros hay que corregir este pequeño defecto.

Esto podríamos corregirlo poniendo una L en serie con C y que resonara en las bajas frecuencias, pero tendríamos pérdidas en dicha bobina. En la práctica, colocamos un condensador C_x y una resistencia R_x , como se muestra en la figura 20-23. Según la válvula 1, conduzca o no, variará el potencial de A , pero también el de M . El potencial de A tenderá a subir cuando la válvula no conduzca, pero también va a subir el potencial de M y C_x se está cargando, pero al principio de la carga la intensidad es mayor y habrá más caída de tensión. A medida que disminuye la carga de C_x , va aumentando el potencial en A . Es decir, en A

AMPLIFICADORES DE TENSIÓN PARA AUDIO Y VIDEOFRECUENCIA

tenemos un potencial variable según la figura 20-24, *b*. Es decir, nosotros lo que hacemos es introducir una distorsión igual a la que va a ocasionar *C*, pero en sentido contrario. O sea, *C_x* no sólo elimina la distorsión de amplitud, sino también de la fase.

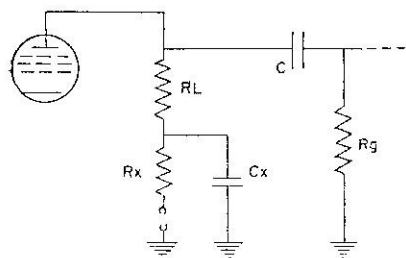


Fig. 20-23.

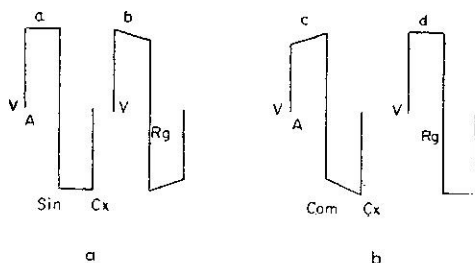


Fig. 20-24.

Estudiaremos ahora cómo eliminar la distorsión en las altas frecuencias que componen la onda cuadrada.

Según el circuito equivalente de la figura 20-25, en el que no hemos dibujado *C*, porque en estas frecuencias no tiene pérdida y, además, en *C_x* contrarrestamos sus pérdidas en todas las frecuencias, al aparecer *C_t*, resulta que está shuntando a todas las resistencias. En frecuencias altas la reactancia de *C_t* es muy pequeña, por doble motivo: porque la capacidad crece con la frecuencia, y como $X_c = 1/2 \pi f C_t$, si crece la frecuencia y *C_t*, que están en el denominador, *X_{ct}* se hace muy bajo y, por tanto, equivale a poner el conjunto en cortocircuito por *M-N*. Como *R_i* es grande, si estamos con pentodos, y *R_g* siempre lo es, podemos despreciarlas porque están en paralelo con *RL*, y tenemos el circuito de la figura 20-26.

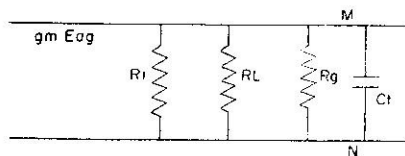


Fig. 20-25.

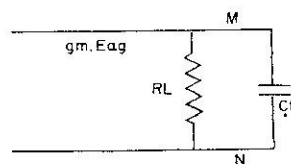


Fig. 20-26.

¿Cómo podríamos evitar el cortocircuito de los puntos *M* y *N*? Podríamos hacerlo poniendo una bobina en paralelo, de forma que con dicha *C_t* formara un circuito tanque para las altas frecuencias. Como conviene que sea para muchas frecuencias, el *Q* deberá ser bajo.

El C_t se elimina, en parte, con válvulas especiales que tienen poca capacidad. Al ser la capacidad menor, la reactancia es mayor. No obstante, L siempre es conveniente.

Para no alargar esto más, diremos que en la práctica los valores de C_x y R_x son aproximadamente:

$$R_x = g_m \cdot R_k \cdot R_L.$$

$$C_x = C_k / R_L \cdot g_m.$$

C_k grande, mayor de 25 microfaradios.

Un circuito típico de cuanto hemos dicho, lo dibujamos en la figura 20-27.

Para el cálculo de L podemos hacer el siguiente análisis, según el circuito de la figura 20-28:

$$E_{ag2} = I \cdot Z = g_m \cdot E_{ag} \frac{Z_r L \cdot X_c}{Z_r L + X_c};$$

$$A = \frac{(R_L + jL\omega) (-j C_t \omega)}{R_L + jL\omega - \frac{j}{C_t \omega}}.$$

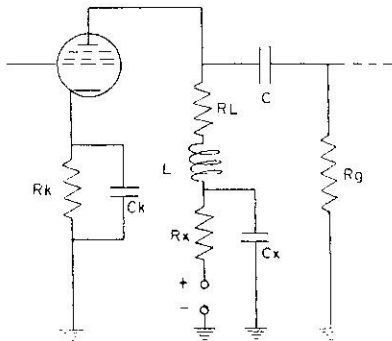


Fig. 20-27.

$$I = g_m \cdot E_{ag}$$

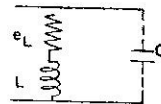


Fig. 20-28.

Cuando no existe L hay una frecuencia particular en la que la amplificación cae el 70 por 100.

Como hemos dicho antes, al colocar la L no es conveniente que presente un alto Q , pues no haríamos nada. El valor más aceptable para L es aquel cuyo $Q = 0,34$, o sea:

$$0,34 = \frac{L \cdot \omega}{RL},$$

para la frecuencia cuya A decae el 70 por 100.

Además de las formas expuestas para evitar la distorsión en un amplificador de vídeo, hay una forma general que se utiliza para neutralizar cualquier tipo de distorsión.

Esta forma consiste en devolver a la rejilla de la válvula parte de la tensión amplificada. La tensión amplificada lleva la distorsión que deseamos eliminar y la hacemos llegar a la rejilla en fase opuesta a la que crea la distorsión; de esta manera, una con otra se neutralizan. La realimentación deberá hacerse *con fase y magnitud apropiadas*, pero como esta cuestión se estudia más tarde ampliamente, entonces detallaremos.

CAPITULO XXI

AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Como preámbulo a este capítulo diremos que el objeto de un amplificador de potencia es obtener, a partir del generador de tensión continua que alimenta la válvula, la potencia deseada para nuestros fines y que sea homogénea con la potencia que excitamos.

Normalmente, la potencia útil de salida es alterna; por tanto, la función de la válvula, repetimos, es convertir la potencia del generador de continua en alterna; de audiofrecuencia o radiofrecuencia, según los casos.

Siempre que se habla de potencia nos interesa el rendimiento en la obtención de la potencia útil, P_u . Es decir, que nos interesa obtener la máxima potencia útil con el mínimo gasto de potencia total, P_t , que dé el generador.

En el caso de una válvula, tendremos en cuenta las siguientes magnitudes: P_t , potencia total que sale del generador de continua; P_u , potencia útil que obtenemos en la carga; P_d , potencia que se disipa en la válvula, en placa. El rendimiento lo señalaremos con la letra η , y será:

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_d} = \frac{P_u}{P_t}.$$

En esta relación no tenemos en cuenta la potencia del caldeo de filamentos, P_f , pero no es necesario tenerla en cuenta de una manera especial, puesto que siempre es la misma y conocida. Teniendo en cuenta dicha potencia, el rendimiento sería:

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_d + P_f} = \frac{P_u}{P_t}.$$

Cuando una válvula está sin excitar, aunque haya corriente de placa, el rendimiento es cero, y toda la energía que sale del generador se consume en la válvula, se disipa en ella.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Si en la carga hay una resistencia óhmica, en ésta se disipará $I_b \cdot RL$. Si la carga no tiene componentes resistivas, no hay en ella disipación.

Cuando se excita la rejilla tenemos en la carga una potencia útil $P_u = I_a L \cdot EaL$, sin son valores eficaces. Si los valores son máximos o amplitudes:

$$P_u = \frac{1}{2} \cdot I_a L \cdot EaL.$$

Al excitar la válvula, la potencia que da el generador sigue siendo la misma si trabajamos en clase A, pero la válvula disipa menos porque parte de esa potencia se convierte en útil. En estas condiciones podemos escribir

$$P_u = P_t - P_d.$$

Una clasificación de las válvulas de vacío es según la potencia que puede disipar en la placa. Por ello, cuando ajustamos una emisora y el ajuste no es correcto, el miliamperímetro de corriente continua marca más de lo debido y la válvula se estropea. Antes se decía que cuando se vean las válvulas enrojecer deberá dejarse reposar durante unos momentos antes de hacer un nuevo intento. Actualmente hay válvulas que trabajan al rojo (en esto hay que atenerse a las instrucciones). Precisamente cuando el circuito queda sintonizado, el miliamperímetro de placa da un fuerte bajón, y es precisamente porque parte de la corriente continua se ha convertido en alterna. Esto es más sensible en clase C.

Amplificadores de potencia clase «A». Funcionamiento. Circuitos básicos. Relaciones de potencia. Rendimiento de placa. Distorsión.

Como en los casos generales de adaptación de impedancias, en los amplificadores de potencia tenemos la máxima potencia en la carga RL , cuando ésta es igual a la resistencia de la válvula R_i (la válvula hace de generador).

La máxima potencia que podemos obtener en clase A es cuando se verifica que $RL = R_i$ (RL resistiva). Según las expresiones generales tenemos:

$$P_u = \frac{1}{2} I_a L \cdot EaL = \frac{1}{2} \frac{\mu Eag}{R_i + RL} \cdot \frac{\mu Eag \cdot RL}{R_i + RL} = \frac{(\mu Eag)^2}{8 R_i}.$$

Si nos dieran valores eficaces tendríamos:

$$\begin{aligned}
 Pu &= IaL \cdot EaL = \mu^2 Eag^2 \cdot \frac{RL}{(Ri + RL)^2} = \mu^2 Eag^2 \cdot \frac{RL}{Ri^2 + RL^2 + 2RiRL} = \\
 &= \mu^2 Eag^2 \frac{1}{\frac{Ri^2}{RL} + \frac{2RL Ri}{RL} + \frac{RL^2}{RL}} = \mu^2 Eag^2 \frac{1}{\frac{Ri^2}{RL} + 2Ri + RL} = \\
 &= \mu^2 Eag^2 \frac{1}{\frac{Ri}{\frac{RL}{Ri}} + 2 + \frac{RL}{Ri}} = \frac{\mu^2 Eag^2}{Ri} \frac{1}{\frac{Ri}{\frac{RL}{Ri}} + 2 + \frac{RL}{Ri}}. \quad (1)
 \end{aligned}$$

La expresión (1) es muy interesante y nos dice que la potencia útil en función de la relación RL/Ri no es muy crítica, lo que nos permite un fácil acoplo por transformador cuando necesitamos una adaptación de impedancias, pues para apreciar una disminución de potencia tenemos que alejarnos a la relación de 3 o 1/3 para apreciar la disminución de Pu con relación a la máxima (fig. 21-1). Por otra parte, es lo mismo que sea superior Ri o lo sea RL , ya que, según el denominador de (1), tenemos Ri/RL y RL/Ri .

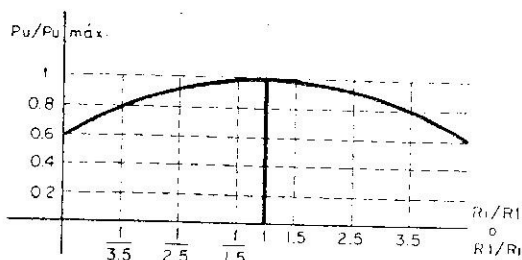


Fig. 21-1.

Si deseamos en la amplificación de máxima potencia que la distorsión sea mínima, hay que tener en cuenta que no podemos excitar la válvula de manera que deje de trabajar en la parte recta de su característica, aunque dispongamos de suficiente Eag para ello. Por otra parte, a medida que aumenta la potencia lo hace el valor de los armónicos, y con ello, la distorsión.

Obtenemos la máxima potencia sin distorsión cuando se verifica que $RL = 2Ri$. Las fórmulas generales nos quedan de la forma:

$$Pu = \frac{1}{2} IaL \cdot EaL = \frac{(\mu Eag)^2}{9 Ri}$$

Hemos visto que tenemos la máxima potencia para $RL = Ri$, pero es supuesto que nos den Eag . Sin embargo, si se nos exige un mínimo de distorsión y tenemos establecida la polarización de rejilla, así como la tensión efectiva de placa, podemos dar mayor excitación de Eag y obtener máxima potencia cuando $RL = 2Ri$.

Si está establecida la tensión efectiva de placa, podemos obtener máxima potencia según mostramos en la figura 21-2, excitando la vál-

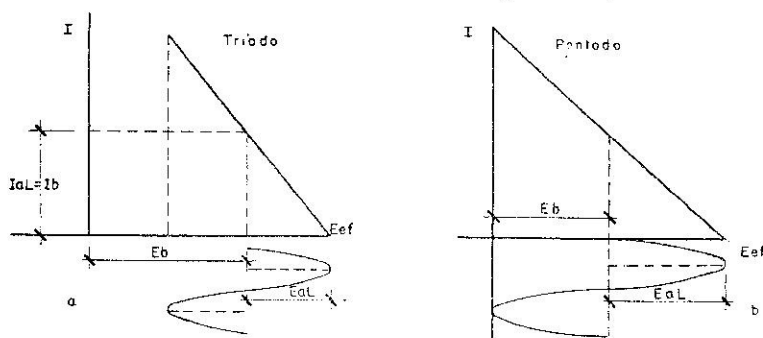


Fig. 21-2.

vula hasta un punto tal que se anule la corriente de placa. En el pentodo, la tensión efectiva de placa llega a hacerse cero. Esto es posible porque lleva la rejilla pantalla. Con triodos no es posible, pues hay un mínimo de tensión efectiva de placa para que la válvula conduzca. Según la figura 21-2, *a* y *b*, podemos obtener las siguientes expresiones:

$$\text{Triodo } IaL = Ib; \quad EaL = \frac{Eef}{2}.$$

$$\text{Pentodo } IaL = Ib; \quad EaL = Eef.$$

Si no hay pérdidas en la carga, $Eef = Eb$.

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{IaL \cdot EaL}{Eb \cdot Ib} = \frac{1}{2} \frac{IaL \cdot EaL}{IaL \cdot 2EaL} = \frac{1}{4} = 25 \% ; \text{ triodo}$$

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_{aL} \cdot E_{aL}}{I_b \cdot E_b} = \frac{1}{2} \frac{I_{aL} \cdot E_{aL}}{I_{aL} \cdot E_{aL}} = 0,5 = 50 \%, \text{ pentodo}$$

que nos dan el máximo rendimiento en clase A. Por ello, en los receptores se utiliza una válvula pentodo en el último paso, o paso de potencia, en lugar de triodo.

Diremos, para terminar, que en estos casos de máxima potencia, en los que no tenemos en cuenta la excitación ni la distorsión, se puede obtener máxima potencia cuando RL es mucho mayor que R_i .

Los circuitos básicos en clase A son los mismos que los estudiados en los amplificadores de audiofrecuencia. Realmente son circuitos normales de amplificación en cuanto al funcionamiento, si bien los elementos del circuito deberán tener unos valores según los requisitos estudiados en esta pregunta. Es decir, deberá el amplificador estar polarizado en el punto correcto y deberá ser apropiada la relación RL/R_i .

En frecuencias audibles, el amplificador más característico es el clase A, ya que en la reproducción de sonido nos interesa la mínima distorsión. Se emplean con resistencia de carga, excepto en la salida, que suelen llevar un transformador en la carga para acoplar al altavoz. Más tarde se estudian estos casos.

Válvulas utilizadas.

Se emplean válvulas que pueden dar grandes corrientes y que tienen mucha disipación en placa. Ya hemos visto antes que el rendimiento de los pentodos era del 50 por 100, mientras que el de los triodos era sólo del 25 por 100; por ello, en los pasos finales de potencia se utilizan pentodos. Si las potencias son muy elevadas se podría utilizar el triodo, pero en clase A no suele trabajarse con mucha potencia por su bajo rendimiento.

En cualquier catálogo de válvulas se encuentra la utilización más característica de cada tipo.

Condiciones de trabajo y resistencia de carga.

Las condiciones de trabajo ya se han expresado anteriormente al hablar de las relaciones de potencia. Las condiciones de trabajo dependen de la excitación de la rejilla de control y de las relaciones entre la resistencia RL de carga y la interna R_i de la válvula.

Con respecto a RL , podemos decir que si hay fuertes corrientes de placa, es indudable que las pérdidas en RL son considerables. Para evitar esto en el paso de potencia, que suele ser el último, se utiliza

como carga el primario de un transformador, como estudiaremos en la próxima pregunta.

Transformadores de salida. Adaptación de la impedancia de carga.

Supongamos que tenemos el circuito de la figura 21-3, en el que la carga es un altavoz de 6 ohmios. Vemos que si colocamos el altavoz como carga, en cuanto a la disipación $I \cdot RL$, no sería importante; pero, en cambio, la Z de carga estaría muy alejada del valor de R_i , por lo que tendríamos un rendimiento pésimo. Por ello, para evitar estos inconvenientes, lo que hacemos es adaptar la carga a la válvula por medio de un transformador de acoplamiento, que mostramos en la figura. En este caso concreto, y teniendo en cuenta lo estudiado en el transformador para adaptación de impedancias, ponemos el primario del

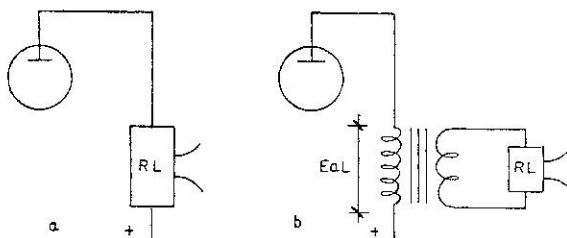


Fig. 21-3.

transformador que tenga una $R = R_i$ y con ello la válvula nos está dando la máxima potencia y todo va bien. El secundario del transformador tendrá poca R , aproximadamente igual a la del altavoz, y entonces tenemos acoplado el altavoz. De unos 6 ohmios en el ejemplo, y tenemos el máximo rendimiento al transferir la energía del transformador a la carga, que es el altavoz.

La ventaja del transformador es que podemos adaptar cualquier carga a la válvula.

En cuanto al requisito que el transformador deberá amplificar por igual todas las frecuencias que nos interesan, ya se estudió en su momento.

La relación de transformación, teniendo en cuenta lo ya estudiado, deberá ser para máxima potencia:

$$a = \sqrt{\frac{2R_i}{RL}}$$

o bien

$$a = \sqrt{\frac{R_i}{RL}}$$

Esto según se tolere más distorsión o menos. También nos pueden interesar otras relaciones para más potencia con distorsión.

Las ventajas del transformador se han ido señalando a lo largo de muchas preguntas. Podemos resumir sus ventajas de la siguiente manera:

1.^a Como no tiene apenas R , no hay en él pérdidas de potencia ni caída de tensión, por lo que la tensión efectiva de la placa es la de la fuente de alimentación.

2.^a Debido a las posibilidades de adaptación, hace posible obtener en cualquier carga la máxima potencia.

3.^a Aísla la carga de la válvula.

Amplificadores en contrafase clase «A». Circuitos básicos y funcionamiento.

Antes de entrar en materia, diremos que un transformador con toma media equivale a dos circuitos, ya que tenemos dos fases con retorno común, y en los devanados del transformador las tensiones están en oposición de fase. Medio ciclo será más positivo, un extremo del transformador con respecto al centro, y el medio ciclo siguiente será el otro extremo, el que sea más positivo con respecto a la toma central del transformador (fig. 21-4).

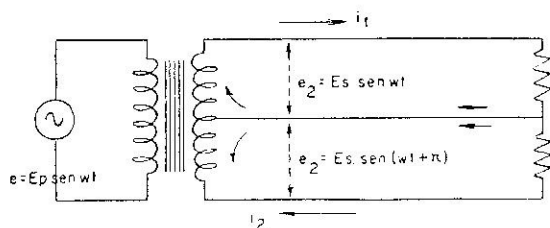


Fig. 21-4.

Contestando a la pregunta, diremos que se llama amplificador en contrafase al formado por dos válvulas que trabajan con sus rejillas en oposición de fase, y que, por tanto, las salidas en placas también están en oposición de fase. Esto se muestra en la figura 21-5.

Sabemos que un transformador con toma media produce entre sus extremos tensiones alternas desfasadas 180° ; por tanto, según mostramos, las tensiones de excitación de las rejillas están en oposición de fase. Cada válvula trabaja independientemente; luego la tensión en el primario del transformador de salida estará también desfasada 180° , como se muestra en la figura 21-5.

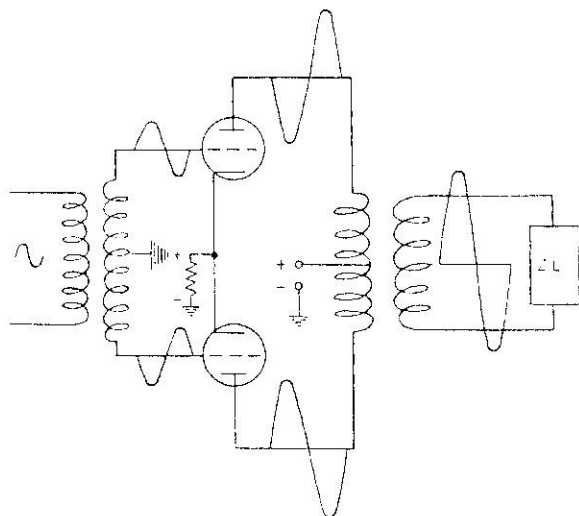


Fig. 21-5.

La tensión efectiva de placa ya sabemos que con cargas resistivas está desfasada 180° con respecto a la tensión de excitación.

Recuérdese que, al aumentar la tensión de rejilla y hacerse menos grave, hay más corriente de placa y, con ello, más caída de tensión en la carga y, por tanto, menos tensión efectiva en la placa de la válvula. Las dos tensiones en oposición de fase en los extremos del primario del transformador de salida nos darán una tensión única en el secundario de este transformador, ya que el fenómeno es reversible; si llevamos a un transformador con toma media dos tensiones en oposición de fase, por el otro devanado obtenemos una tensión única.

La ventaja más importante de este tipo de amplificación es que produce poca distorsión. Más tarde veremos esto.

Observamos que hemos suprimido el condensador de cátodo, debido a que la corriente media *variable* que circula por el cátodo no existe en este caso, pues cuando la corriente de una válvula aumenta por hacerse su rejilla más positiva, la de la otra disminuye por hacerse su rejilla más negativa, y viceversa; luego los electrones que entran

por Rk son constantes y, por tanto, no es necesario el condensador.

Estudiaremos con más detalle el contrafase en clase B, que es como suele utilizarse este dispositivo.

Sistemas de excitación. Inversor de fase.

Hemos visto en la pregunta anterior que los circuitos en contrafase necesitaban dos transformadores. Esto aumenta el coste y el peso del equipo. En cuanto al transformador de placa, si es que hay que adaptar impedancias, ya hemos visto su importancia.

En cuanto al transformador de entrada a las rejillas, hay muchos circuitos que podemos utilizar en su lugar. Citaremos sólo el de la figura 21-16, por ser de utilidad su conocimiento para cuestiones posteriores.

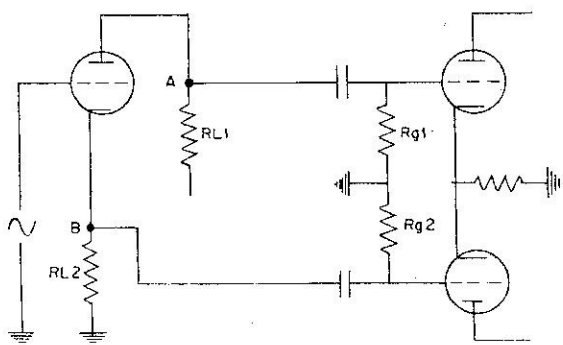


Fig. 21-6.

La primera válvula es un amplificador normal con R de carga. En este circuito hemos quitado el condensador de cátodo, y a la Rk la llamamos $RL2$. Cuando la corriente variable del circuito de salida recorre $RL1$, creará una diferencia de potencial entre A y tierra, pero como esta misma corriente también circula por $RL2$, también creará en B una diferencia de potencial con respecto a tierra. Supongamos que entre rejilla y tierra tenemos el semiciclo positivo, según la figura 21-7, *a*. La rejilla se hará más positiva, habrá más corriente de placa

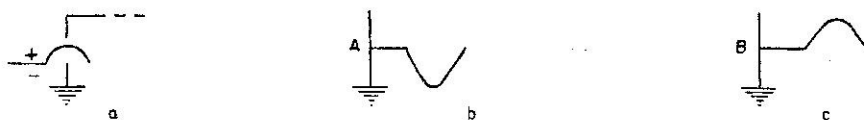


Fig. 21-7.

y más caída de tensión en $RL1$, y en el punto A habrá menos tensión con respecto a tierra, como lo mostramos en la figura 21-7, *b*.

En el punto B ocurrirá precisamente lo contrario, y es que, al pasar más corriente (al subir más electrones), habrá más caída de potencial con respecto a tierra (fig. 21-7, *c*). Esto queda muy claro en la figura 21-7. Los potenciales variables de A y B con respecto a tierra están en oposición de fase. Si $RL1 = RL2$, las caídas de tensión variables en ambas resistencias serán iguales en magnitud y de signo contrario; por tanto, con este sistema podemos excitar dos válvulas en montaje simétrico.

Si el circuito en contrafase es de transistores, podemos evitar el paso inversor de fase poniendo un transistor P-N-P, y el otro, N-P-N, como mostramos en la figura 21-8. Esto podemos hacerlo solamente en clase B. Pero como este amplificador como más utilización tiene es en clase B, esto no es ningún impedimento.

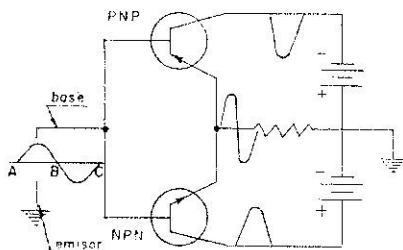


Fig. 21-8.

Sabemos que en el P-N-P, y supuesto con polarización inversa el colector, sólo tendremos corriente cuando el emisor se haga más positivo que la base, o la base más negativa que el emisor. Por el contrario, el N-P-N, y supuesto el colector con polarización inversa, sólo tendremos corriente cuando el emisor sea más negativo que la base o, recíprocamente, cuando la base sea más positiva que el emisor.

En la figura 21-8 tenemos el colector P-N-P negativo; luego está correcto con polarización inversa. El colector del N-P-N está positivo; luego también está correcto con polarización inversa.

Si aplicamos entre las bases y tierra una tensión alterna, según mostramos, el tiempo de A a B son más positivas las bases que los emisores; luego sólo conducirá el transistor N-P-N, el otro estará cortado. Durante el otro semiciclo, las bases son más negativas que los emisores (de B a C); luego conducirá el transistor P-N-P y estará cortado el N-P-N.

Por tanto, la inversión de fase se realiza automáticamente, pues forzosamente un transistor conduce durante un semiperíodo, y el otro, descansa.

Una gran ventaja de este sistema, además de ahorrar el transformador de entrada o un paso inversor, es que tampoco necesitamos transformador de salida, a no ser que deseemos adaptación, y basta para acoplar a otro paso con R y C .

Otra gran ventaja de este sistema es que permite poner varias parejas en cascada, según mostramos en la figura 21-9.

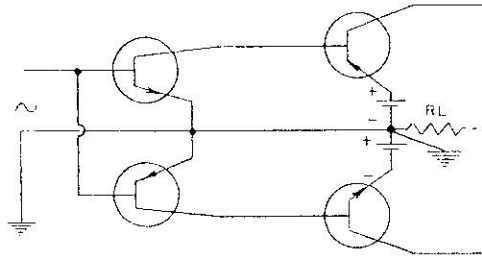


Fig. 21-9.

El principal cuidado que hay que tener cuando se emplean circuitos de este tipo es que las parejas de transistores tengan sus parámetros, tanto en continua como en alterna, similares.

Este último inconveniente se puede evitar con el circuito de la figura 21-10, ya que tenemos realimentación, si bien es a costa de pérdidas en la amplificación.

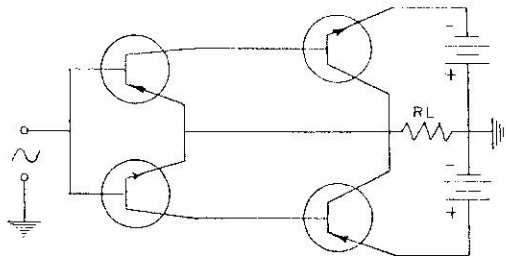


Fig. 21-10.

Amplificadores clase B y AB. Funcionamiento y características más importantes. Circuitos básicos.

El amplificador en clase B se utiliza principalmente para trabajar en contrafase. Puede ser un simple amplificador de sonido, o puede ser para modular una portadora de varios kilovatios en un equipo radiotelefónico. El amplificador en clase B trabaja, aproximadamente, en el punto de corte de la válvula, y según esto, dibujamos la figura 21-11.

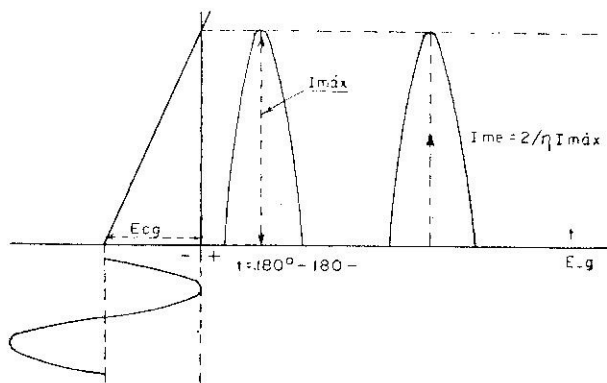


Fig. 21-11.

Con esta polarización, y si la carga no es un circuito oscilante, tendríamos una distorsión completa y ninguna utilidad tendría este fundamento. Que el rendimiento va a ser más elevado que en clase A es evidente. Sabemos que el rendimiento es la relación entre la potencia útil en la carga y la que da el generador de continua y que $P_u = P_t - P_d$. La P_d , cuando la válvula no trabaja, es cero, y como en este caso la válvula sólo trabaja cuando obtenemos en la carga una corriente variable, por encontrarse en clase B, el rendimiento será mayor que en clase A, donde la válvula siempre disipa potencia. Aparte del rendimiento tenemos otra ventaja y es que la válvula reposa la mitad del tiempo, por ello el tiempo que conduce puede disipar más potencia que si trabajara constantemente (recordar la ley de Joule). Si aplicamos estos conceptos a un amplificador en contrafase, como en la figura 21-12, tenemos que, cuando una válvula trabaja la otra reposa y que una válvula amplifica medio ciclo y la otra el otro medio, amplificando de esta manera el ciclo completo con gran rendimiento y evitando, además, la distorsión que señalábamos anteriormente.

En preguntas anteriores dijimos que había distorsión al aumentar

la potencia de un amplificador, debido a que también se amplificaban los armónicos. Pues bien, otra ventaja del amplificador en contrafase,

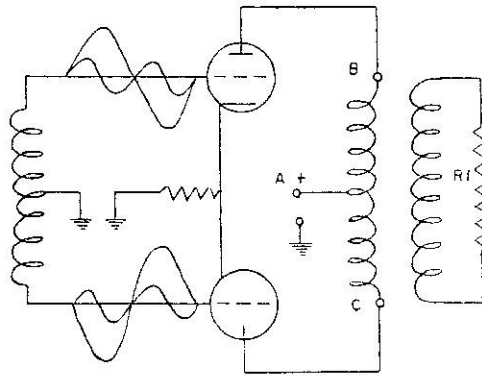


Fig. 21-12.

clase B, es que *elimina los armónicos pares*. Los armónicos van disminuyendo en amplitud a medida que aumenta su frecuencia. Así, el de más amplitud es el primero, o sea, la frecuencia fundamental que tomamos en consideración; el segundo armónico tiene mucha menos amplitud, si bien es aún notable, y así sucesivamente (fig. 21-13).

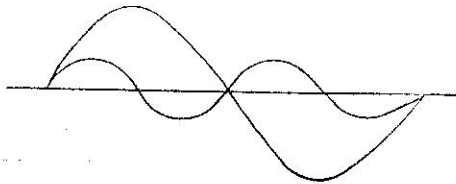


Fig. 21-13.

Al eliminar los armónicos pares, eliminaremos el segundo armónico; repetimos, el más importante después del fundamental, además de eliminar el resto de los pares.

El fundamental no se anula en la placa, en la carga, puesto que medio ciclo llega a la otra cuando reposa la primera; por tanto, obtenemos en la carga la salida sucesiva de las dos válvulas. En cambio, el segundo armónico llega en fase a las dos válvulas; por ello, a la salida se anula. Esto mismo ocurrirá con todos los pares. En la figura 21-14 se procura ver esto en un ciclo.

En el primario del transformador de salida, la corriente continua

entre AB y AC circula en sentidos contrarios, por lo que crea campos magnéticos opuestos, que se anulan mutuamente. Esto nos permite hacer un transformador más ligero en caso de un contrafase, que lo sería si se tratara de una sola válvula. Es una ventaja más de este montaje simétrico.

Para el cálculo del circuito podemos utilizar el circuito equivalente de la figura 21-15, en el cual señalamos las relaciones entre la carga real y la Ri de las válvulas para máxima potencia sin distorsión.

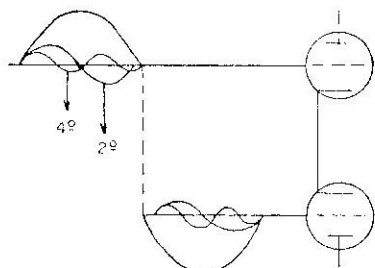


Fig. 21-14.

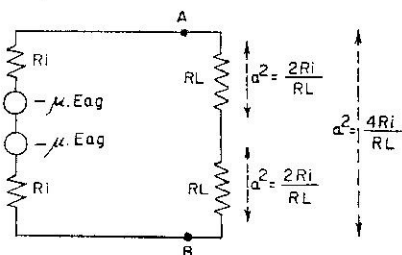


Fig. 21-15.

También podemos estudiar estos fenómenos con este nuevo circuito equivalente (fig. 21-16). Sabemos que para que la válvula trabaje a má-

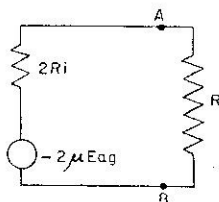


Fig. 21-16.

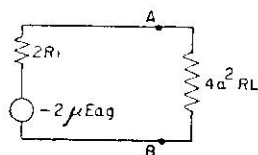


Fig. 21-17.

xima potencia sin distorsión tiene que verificarse que su carga (en el circuito equivalente llamamos carga lo que queda a la derecha de AB) sea doble que la Ri de la válvula, que como son dos válvulas tiene que ser doble de $2Ri$, es decir, la carga del circuito equivalente será $2 \cdot 2Ri = 4Ri$. Si la carga es $4Ri$, y como $Ri = a^2 \cdot RL$, tenemos que la carga es $4a^2RL$, siendo RL la carga real, de donde

$$IaL = \frac{-2\mu E_{ag}}{2Ri + 4a^2RL}$$

Como resumen diremos que si el transformador es perfecto, lo que hacemos es introducir entre los puntos *A* y *B* una carga igual al doble de la *Ri* total.

Rendimiento.

El máximo rendimiento se obtiene con la máxima intensidad, si bien ésta no puede ser tan elevada que anule la tensión efectiva de placa. La tensión efectiva mínima es:

$$V \text{ mín} = Eb - \frac{I \text{ máx} \cdot RL}{2}. \quad (1)$$

Siendo *I* máx la salida combinada de las dos válvulas, por lo que la de una es la mitad. La potencia útil es:

$$Pu = \frac{I^2 \text{ máx} \cdot RL}{4}.$$

La corriente continua de placa es el valor medio de la máxima

$$I \text{ med} = \frac{2}{\pi} I \text{ máx}.$$

La potencia total generada de

$$Pt = Eb \cdot Ime = \frac{2}{\pi} I \text{ máx} \cdot Eb,$$

$$r = \frac{Pu}{Pt} = \frac{\frac{I \text{ máx} \cdot RL}{4}}{\frac{2}{\pi} I \text{ máx} \cdot Eb} = \frac{\pi RL \cdot I \text{ máx}}{8 Eb}. \quad (2)$$

De (1) queda

$$RL = \frac{2(Eb - V \text{ mín})}{I \text{ máx}}$$

que llevado a (2):

$$r = \pi I_{\text{máx}} \frac{\frac{2(Eb - V_{\text{mín}})}{I_{\text{máx}}}}{8 Eb} =$$

$$= \frac{\pi}{4} \frac{Eb - V_{\text{mín}}}{Eb} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{Eb}{Eb} - \frac{V_{\text{mín}}}{Eb} \right) = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{V_{\text{mín}}}{Eb} \right).$$

Según esta última expresión, el rendimiento tendrá el valor máximo cuando la $V_{\text{mín}}$ llegue a cero, en cuyo caso:

$$r = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{0}{Eb} \right) = \frac{\pi}{4} = 0,75 = 75 \, \%.$$

Los amplificadores clase AB se utilizan normalmente en lugar de los de la clase B cuando se requiere la mínima distorsión. Según la gura 21-18, en lugar de trabajar en el punto de corte real, lo hacemos

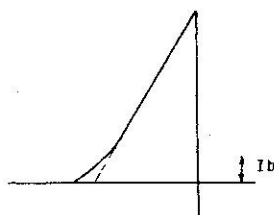


Fig. 21-18.

en el punto de intersección de la parte de la característica, que nos da prolongando la parte recta, hasta cortar el eje E_{cg} .

El rendimiento es algo menor, pues en reposo tenemos una pequeña corriente I_b .

Al hablar de amplificadores lineales se detalla nuevamente esta cuestión.

Amplificadores acoplados por cátodo (seguidor catódico). Funcionamiento y circuitos básicos. Amplificación y aplicaciones.

Ya hemos estudiado varias veces que si colocamos entre cátodo y tierra una resistencia sin condensador, obtenemos en sus extremos una tensión variable cuando se excita la rejilla.

Es decir, la R puede hacer la carga. En la figura 21-19 mostramos un esquema típico. Cuando llega excitación a la rejilla, por ejemplo, el semiciclo positivo, la rejilla se hace más positiva circulando más

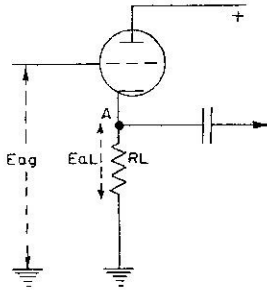


Fig. 21-19.

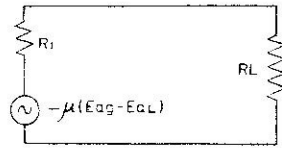


Fig. 21-20.

corriente por RL y aumenta, por tanto, la tensión del punto A con respecto a tierra, y la rejilla se hace más negativa que el cátodo, es decir, la tensión entre cátodo y rejilla es la suma $Eag + EaL$, pero ocurre que están con signos contrarios, ya que, como hemos dicho, al crecer Eag crece EaL , pero haciendo la rejilla más negativa; por tanto, la tensión real que actúa entre rejilla y cátodo es $Eag - EaL$; por ello, si aplicamos las fórmulas generales tenemos

$$IaL = \frac{\mu (Eag - EaL)}{Ri + RL} \quad (1)$$

$$EaL = \frac{\mu (Eag - EaL)}{Ri + RL} \cdot RL \quad (2)$$

Del valor obtenido para la intensidad tenemos que el circuito de la figura 21-20 corresponde a IaL hallada en (1).

De (2) tenemos

$$\begin{aligned} EaLRi + EaL \cdot RL &= \mu Eag \cdot RL - \mu EaL \cdot RL \\ EaL \cdot Ri + EaL \cdot RL + EaL \mu RL &= \mu Eag \cdot RL \\ EaL(Ri + RL + \mu RL) &= \mu Eag \cdot RL \end{aligned}$$

$$EaL = \frac{\mu Eag \cdot RL}{\mu RL + RL + Ri} = \frac{\mu Eag \cdot RL}{(1 + \mu) RL + Ri}$$

Multiplicando y dividiendo Ri por $1 + \mu$, y sacando después factor común $1 + \mu$, en el denominador tenemos:

$$EaL = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{Eag \cdot RL}{\frac{Ri}{1 + \mu} + RL} \quad (3)$$

La ecuación (3) nos permite dibujar el circuito equivalente (fig. 21-21) a dicha ecuación, que a su vez es equivalente al circuito amplificador con la carga entre el cátodo y tierra. Según esta figura, el amplificador con carga por cátodo es igual a un amplificador normal, pero que tiene un factor de amplificación:

$$\frac{\mu}{\mu + 1} \text{ y una } Ri = \frac{Ri}{1 + \mu}$$

Teniendo en cuenta el factor de amplificación equivalente, podemos decir que este amplificador tiene amplificación de tensión ligeramente inferior a la unidad. La Ri equivalente es relativamente baja.

Para altas frecuencias, hay que tener en cuenta la capacidad de la válvula, que sabemos queda en paralelo con la carga. En la figura 21-22 mostramos esto.

Una buena cualidad de este circuito es que amplifica con buena respuesta una gran banda de frecuencias, desde las bajas hasta unos cuan-

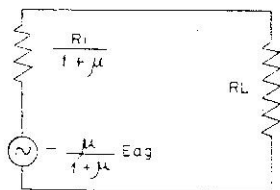


Fig. 21-21.

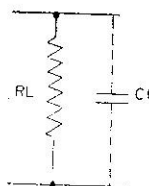


Fig. 21-22.

tos megaciclos, lo que hace de este sistema un buen amplificador de banda ancha. La amplificación cae por debajo del 70 por 100 cuando la reactancia de Ct es igual a la R combinada de Ri y RL , es decir:

$$R \text{ equivalente} = \frac{RL \frac{Ri}{1 + \mu}}{RL + \frac{Ri}{1 + \mu}} = \frac{1}{C \cdot \omega} X_{Ct},$$

y como

$$\frac{Ri}{1 + \mu}$$

es muy bajo, ω tiene que tener un valor muy elevado para que la amplificación caiga por debajo del 70 por 100.

La ventaja más importante del amplificador de cátodo es la baja impedancia que presenta para acoplar una carga. Esto es importante y nos permite acoplarlo directamente a las líneas de transmisión que tienen impedancias bajas. Para adaptarlo a una línea de transmisión se tiene en cuenta el caso general de adaptación y el particular de las líneas, o sea, $Rg = Zo$, y en este caso:

$$\frac{Ri}{1 + \mu} = Zo$$

Este circuito se utiliza en radar muy a menudo y, en general, cuando deseamos un amplificador de potencia de banda ancha para transferir energías a circuitos de baja impedancia.

El amplificador por cátodo actúa realmente como un transformador para adaptar impedancia y, aunque la tensión es ligeramente inferior a la aplicada, como está sobre una impedancia baja, tenemos gran corriente y, con ello, amplificación de potencia. En resumen, transferimos de alta Z y alto voltaje a baja Z y gran corriente.

La mayor potencia de salida es

$$\frac{Ib^2 \cdot RL}{2}$$

siendo Ib la corriente de la válvula en ausencia de excitación y en el punto de trabajo. De lo estudiado se comprende que necesitamos para estos amplificadores válvulas de gran circulación de corriente. Si para el fin que perseguimos no fuera bastante con una válvula, utilizaríamos dos o más en paralelo.

Regeneración en amplificadores de varias etapas.

Se llaman así los fenómenos según los cuales parte de la energía de una etapa puede pasar a otras sin nuestro deseo. Esto puede suceder de dos maneras, bien directamente o por inducción.

La regeneración es más importante de las etapas finales a las primeras. Supongamos que tenemos un amplificador cualquiera, donde, como es lógico, a la entrada del primer paso llega una señal muy débil y a la salida del último tenemos una señal importante. Si del primero pasa energía al último no tendrá importancia, pues no podrá pasar mucha frente a la que este paso tiene; en cambio, si del último pasa energía al primero, sí puede tener importancia, ya que una pequeña parte de la energía del último que llegue al primero puede incluso ser muy importante con relación a la débil señal de entrada. Realmente esto ocurrirá si no se toman precauciones.

Para evitarlo hay que tener en cuenta cómo se manifiesta la realimentación.

Así, en las emisoras de barcos de unos cientos de vatios, donde el amplificador de salida está próximo al oscilador, evitamos la regeneración apantallando el oscilador y separándolos por un paso.

Una regeneración notable la tenemos en un amplificador cuando alimentamos todos los pasos del equipo con la misma fuente de alimentación. Así, todas las tensiones variables se cerrarán por la fuente de alimentación común, con lo que tenemos regeneración, ya que habrá señales que coincidan en fase; otras, en oposición, etc., por lo que las señales pueden sumarse, restarse, etc. Hay una forma efectiva de evitar esta regeneración y es poniendo condensadores de desacoplo para que las corrientes variables, en lugar de ir por la fuente común se cierren por estos condensadores. Un caso típico son los condensadores de placa y de pantalla, tal como se muestra en la figura 21-23. En baja frecuencia, el condensador ofrece bastante reactancia $X_c = 1/C\omega$, por

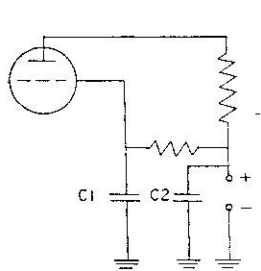


Fig. 21-23.

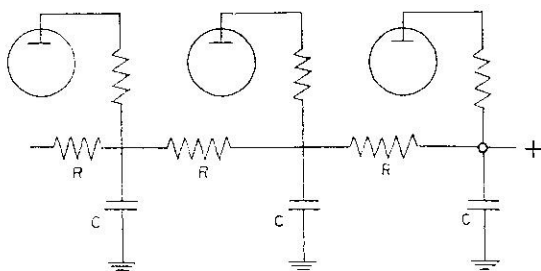


Fig. 21-24.

lo que el condensador deberá ser lo más grande posible, pero esto es fácil de conseguir con condensadores electrolíticos.

Se pueden obtener mejores resultados aún empleando circuitos como el de la figura 21-24. C , como el caso anterior, será grande, y R , del orden de los 100.000Ω . En esta R hay una caída de tensión; por tanto, sólo es posible hacerlo así cuando la intensidad que circula por ella es muy pequeña. En caso contrario, utilizamos el primer ejemplo.

Control de volumen: manual, automático. Compresión y expansión.

En los amplificadores es necesario un dispositivo para controlar la ganancia o salida. A este dispositivo se le llama control de volumen. Es conocido y manejado por todos, en los receptores de casa, bien de televisión o de sonido; por todos es conocida su importancia. Normalmente, los controles manuales de volumen se hacen por medio de una R variable, que se llama también potenciómetro. En la figura 21-25 tenemos un ejemplo típico. La tensión que llevamos entre rejilla y cátodo de la válvula amplificadora es $I \cdot R$; por tanto, al variar R , variamos la tensión de entrada a la válvula. En algunas emisoras de barcos hay un conmutador que dice: Potencia completa-potencia media. Esto no es un control de volumen. Es un simple conmutador para dar mayor o menor tensión.

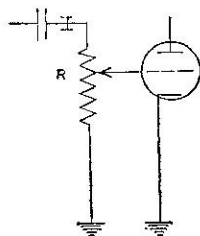


Fig. 21-25.

Hay emisoras de más calidad que llevan control de volumen y éste lo llevan en el paso separador. Basta con poner una resistencia variable en la tensión de pantalla (recordemos que las válvulas pentodas son gobernadas por la tensión de pantalla, además de serlo por la rejilla de control), y, según la R variable, será la tensión de pantalla y la corriente de la válvula. Como se comprende, también se puede hacer el control en el circuito de placa, modificando la ZL , con lo que varía la amplificación; pero es conveniente hacer los controles en circuitos de bajos niveles y en los que no alteren el comportamiento general, sino sólo el de ganancia.

Frecuentemente, conviene un control automático de volumen, es decir, que, sin nuestra intervención, cuando las señales sean muy fuertes se amortigüen. Este dispositivo lo llevan todos los receptores y lo estudiaremos con detalle después de estudiar el fenómeno de detección. En general, consiste en rectificar la corriente variable, y parte de esa corriente se lleva a la rejilla o rejillas de las válvulas anteriores; cuando la señal aumenta, la corriente rectificada es mayor, y la tensión aplicada a las rejillas también será mayor; si a las rejillas de las válvulas llevamos la tensión más negativa, tendremos que, cuando las señales aumenten, las rejillas se harán más negativas y amortiguarán ese aumento.

Hay otros casos, sobre todo para la grabación y reproducción del sonido, en donde hay pasajes de mucha intensidad, y otros, en cambio, muy débiles. Durante los pasajes altos, la aguja puede romper el surco y tocar el surco vecino. En estas condiciones nos interesa comprimir los pasajes fuertes, atenuarlos. Por el contrario, cuando las señales son débiles, puede ocurrir que el mismo soplido del equipo interfiera dichas señales, y es necesario, por tanto, expandir más las señales débiles. Esto siempre es normal cuando haya que amplificar pasajes musicales, como ocurre en radiodifusión.

Un dispositivo se muestra en la figura 21-26 y es similar al control

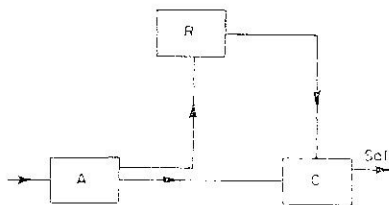


Fig. 21-26.

automático, si bien más efectivo en cuanto al tiempo, pues anteriormente actuaba cuando ya había llegado la señal fuerte. Ahora, en cambio, no ocurre así. Después de una amplificación normal *A* salen dos señales: una, hacia un rectificador, y otra, hacia el paso compresor. Si de *A* sale una señal fuerte, la tensión rectificada obtenida será elevada; por tanto, si aplicamos su negativo a una rejilla, hará que disminuya la amplificación del compresor. Cuando la señal que sale de *A* es débil, no hay tensión rectificada hacia el compresor; entonces éste amplifica la señal y hace de expansor. Con elementos apropiados se consiguen fácilmente estos fines de expandir las señales débiles y de comprimir las fuertes.

Efecto de zumbido microfónico en los amplificadores de audio y videofrecuencias.

Los ruidos es el más serio problema que se plantea en la amplificación. Al amplificar una señal, amplificamos los ruidos que vienen con ella. Esto ocurre de manera normal al amplificar las bajas frecuencias, ya que los ruidos suelen estar en este margen de frecuencias. En radio, es ruido todo lo que interfiere la recepción clara que deseamos escuchar.

Zumbido se puede considerar como el tipo de ruido producido por la corriente alterna que utilizamos para la alimentación de los equipos. La corriente alterna tiene una frecuencia entre unos 50 y 60 c/s. Aparte de esta frecuencia fundamental, acompañan a la onda sus correspondientes armónicos.

Para evitar esta clase de ruidos se filtra convenientemente la corriente después de rectificada, y realmente es un problema que hay que tener en cuenta en el proyecto.

Más difícil de eliminar es el que incide debido a campos eléctricos y magnéticos. El transformador de alterna, que suele haber a la entrada de los equipos, como son dos bobinas recorridas por corrientes variables, crean campos magnéticos variables que inducen perturbaciones en los circuitos próximos. Sobre todo, en los que hay bobinas. Para evitar esto hay que poner el transformador lo más alejado posible de las bobinas y, además, blindar éstas.

Para evitar los efectos de los campos electrostáticos hay, igualmente, que blindar los circuitos que se pueden perjudicar.

Hay otro tipo de ruido que se debe a que muchos circuitos se cierran por la fuente de alimentación, pero ya hemos dicho antes la forma de evitarlo.

Todas estas cosas hay que tenerlas en cuenta en los proyectos y procurar evitarlas.

Acción microfónica.

Se llama así el ruido que producen las válvulas cuando chocan objetos contra ellas, o bien, al chocar algún objeto contra el aparato que contiene las válvulas; estos choques producen vibraciones mecánicas que se transforman, como en el caso del *micrófono*, en variaciones eléctricas que producen ruidos.

Esto también es cuestión de principio y de proyecto. Sin embargo, se da en algunas válvulas en particular y es debido a que tienen algún fallo. En este caso se cambia la válvula y el problema está resuelto.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Para probar esto se dan unos golpecitos a la válvula, y si tiene esta particularidad, producirá ruidos.

Hay ruidos debidos a los distintos tipos de válvulas; así la conversora da mucho ruido, etc.

En recepción hay ruidos que entran por las antenas, y como son ajenos a nosotros, son, por tanto, más difíciles de eliminar. En capítulos siguientes se vuelve a tratar el ruido.

CAPITULO XXII

AMPLIFICADORES CON REALIMENTACION

Ideas fundamentales sobre la realimentación. Factor de realimentación positiva y negativa. Efecto de la realimentación negativa en relación con la amplificación. Zumbidos. Distorsión. Amplificadores realimentados.

Un amplificador está realimentado cuando parte de la tensión o de la corriente de salida se llevan a la entrada.

En las figuras 22-1, *a* y *b*, tenemos dos esquemas: de realimentación de tensión, el primero, y de corriente, el segundo. La figura 22-1, *c*, equivale a la primera y muestra cómo están las tensiones en un amplificador realimentado. En esta figura se ven muy bien los fenómenos de realimentación.

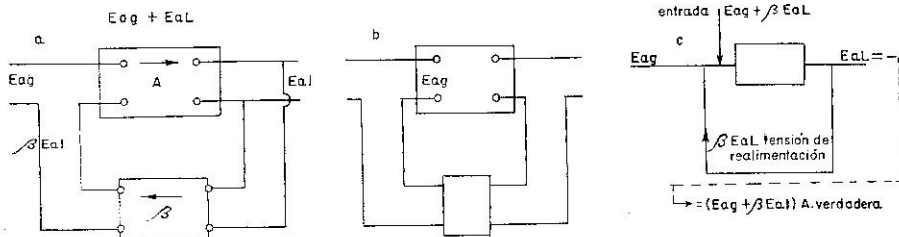


Fig. 22-1.

Vamos a escribir unas expresiones que son consecuencia de lo estudiado en los casos generales de amplificación y de las tensiones de la figura 22-1, *c*. Vamos a hallar la amplificación verdadera o real del paso en función de la amplificación que tendría si no estuviera realimentado, y en función de la fracción que de la salida llevamos a la entrada.

$$A_v = \text{Amplificación verdadera} = \frac{EaL}{Eag}. \quad (1)$$

$$A = \text{Amplificación de la válvula} = \frac{EaL}{Eag + \beta EaL}$$

y quitando el denominador tenemos:

$$\begin{aligned} A(Eag + \beta EaL) &= EaL; & A \cdot Eag + A \cdot \beta \cdot EaL &= EaL. \\ A \cdot Eag &= EaL - A \cdot \beta \cdot EaL; & A \cdot Eag &= EaL(1 - \beta A) \end{aligned} \quad (2)$$

Poniendo (2) en forma de proporción:

$$\frac{A}{1 - \beta A} = \frac{EaL}{Eag}$$

La segunda razón es igual a (1); por tanto:

$$\frac{A}{1 - \beta A} = A_v, \quad (3)$$

β es la fracción que de la tensión o intensidad de salida llevamos a la entrada. Para dar signo a β hacemos lo siguiente: cuando la realimentación se opone a la señal, el signo de β tiene que ser menos, ya que con el signo menos de la fracción de (3) nos queda $1 + \beta A$ en el denominador; por tanto, la amplificación verdadera del paso ha disminuido o, lo que es lo mismo, la alimentación ha sido negativa. En caso contrario, β llevará el signo más, pero entonces se comprende que el sumando βA tiene que ser menor que la unidad, pues si $\beta A \geq 1$, el denominador sería cero o negativo, y la ecuación (3) no tiene valor, pues la válvula deja de ser estable.

Esta realimentación se llama positiva, y con $\beta A = 1$, la amplificación verdadera se hace infinito, y $A = 1/\beta$, lo que significa que la válvula amplifica, aunque no tenga entrada, es decir, que está convirtiendo la tensión continua de la fuente de alimentación en tensión alterna: la válvula oscila.

Sabemos que EaL tiene signo contrario a Eag si $ZL = R$, o sea, $EaL \ 180^\circ = A \cdot Eag$; luego a la rejilla llega $Eag + \beta EaL$, pero como están desfasadas 180° , nos queda $Eag - \beta EaL$. Si βEaL se suma, tendremos realimentación positiva, y la válvula oscila; si se resta, tendremos realimentación negativa.

Supuesta la realimentación negativa, según la expresión (3), como el

factor βA es grande, la tensión que realmente se aplica a la rejilla es pequeña y la amplificación verdadera también lo será.

Según que el circuito de realimentación sea resistivo o reactivo, así serán sus consecuencias.

Es evidente que toda realimentación negativa disminuye la distorsión de amplitud. La máxima distorsión se produce normalmente en el último paso por ser éste el de más ganancia. Si dicho paso está realimentado, al volver a la entrada parte de la tensión de salida, en esta corriente o tensión de realimentación: la que ha creado el paso. Esta distorsión se conduce ahora a la entrada, y como las señales de entrada y salida son opuestas, la salida anula la distorsión de entrada y, con ello, queda neutralizada. La distorsión total o verdadera será igual a la que produce el paso más la que introducimos en la realimentación amplificada.

Llamando Dv a la distorsión verdadera con realimentación; D , a la que tendríamos sin realimentación, βDv , a la fracción de distorsión que introducimos en la realimentación, podemos escribir:

$$Dv = D + \beta Dv, \text{ de donde } Dv - \beta Dv = D; Dv (1 - \beta A) = \frac{D}{1 - \beta A},$$

expresión que nos dice que la distorsión de amplitud queda reducida según el producto βA . Si este producto es grande, la distorsión quedará muy reducida, si bien, según lo explicado anteriormente, hace disminuir la amplificación del paso. No obstante, en algunos casos tiene más importancia reducir la distorsión que obtener una gran ganancia.

En todo sistema realimentado, las válvulas pueden fácilmente oscilar. Para evitarlo hay que aplicar realimentación negativa, es decir, que la tensión que llega a la rejilla procedente de la realimentación tiene que estar desfasada 180° con la tensión de excitación de rejilla.

Impedancia de salida.

De lo estudiado en el capítulo anterior se deduce que la impedancia de salida puede controlarse de acuerdo con la realimentación. Si ésta es negativa, la tensión de salida permanece constante, independientemente de la impedancia de carga, ya que si se creciera la impedancia de carga, para aumentar la salida, aumentaríamos también la realimentación y, por tanto, la salida no se haría mayor.

De manera análoga, si tenemos realimentación negativa de corriente, la salida será constante, aunque variemos la Z de carga; si Z disminuye, la corriente aumenta, pero a su vez es también mayor la realimentación y se anula el aumento.

Lo dicho en esta pregunta queda analizado por la expresión:

$$Z \text{ efectiva de salida de un amplificador} = \frac{R_i - \mu A \cdot \alpha}{1 - \mu \cdot A \cdot \beta},$$

Siendo β el factor de realimentación de tensión, que, como sabemos, es la fracción de tensión que de salida llevamos a la entrada y, por tanto, es la relación entre la tensión que aplicamos y la de salida. α es el factor de realimentación de corriente.

Si no hubiera realimentación de tensión, o sea, si $\beta = 0$, $Z = R_i - A\alpha$ y según el signo de α , Z será mayor o menor que R_i . Resumiendo, que al cambiar el valor de la realimentación varía la salida y, por tanto, equivale a modificar la Z de carga. Este criterio nos sirve para utilizar la realimentación para adaptar impedancias.

Circuitos típicos de amplificadores con realimentación negativa.

Son muchos los circuitos que hay para cumplir esta misión. Nos limitaremos a estudiar los dos esquemas que siguen, por su sencillez y porque, entendiéndolos bien, se comprenderá igual cualquier otro tipo que se nos presente. Con los dos obtenemos realimentación negativa (figs. 22-2 y 22-3).

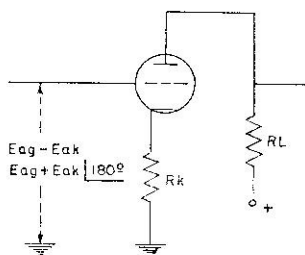


Fig. 22-2.

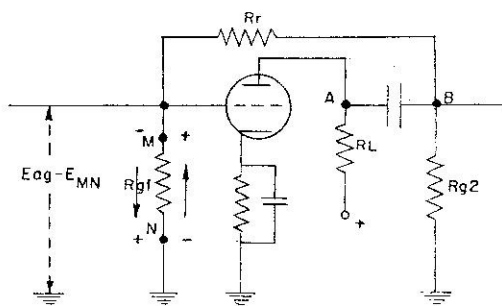


Fig. 22-3.

Observamos que la figura 22-2 es un amplificador normal, al que le falta el condensador de cátodo. Con este condensador, la corriente continua pasa por la resistencia de cátodo, pero las variaciones de alterna quedan neutralizadas por el condensador. Al quitarlo, la corriente que circula por la placa lo hará por la resistencia de cátodo, y como esta corriente es variable, variará la polarización de rejilla con respecto al cátodo. Si al llegar la excitación la rejilla se hace más positiva, habrá

más corriente en la válvula y más caída de tensión en la resistencia de cátodo, que hará la rejilla más negativa y rebajará la ganancia de la válvula. Por el contrario, cuando llegue excitación que haga a la rejilla más negativa, disminuirá la corriente de la válvula y con ello la caída de tensión en la R de cátodo y la rejilla se hará más positiva. Es decir, la tensión de excitación y la que se desarrolla en la resistencia de cátodo están en oposición de fase.

Si la válvula tiende a un tipo de distorsión, ésta se manifestará en la tensión que cae en la resistencia de cátodo, distorsión que introducimos en la rejilla de la válvula en oposición a como llega la excitación: de este modo, aunque la válvula distorsione, su salida carecerá de distorsión.

En la figura 22-3 la realimentación la hacemos a través de R_r , que con R_g forma un divisor de tensión. Cuando la excitación se hace más positiva, el potencial de A disminuye y el condensador se descarga; los electrones van hacia R_{g2} , unos, y otros, hacia R_r y R_{g1} . A R_{g1} le entrarán según la flecha y será negativa la parte M , que está en la rejilla. Es decir, cuando la excitación se hace más positiva, la tensión MN la hace más negativa. Cuando la excitación hace a la rejilla más negativa, la válvula conduce menos, la tensión en A aumenta y el condensador se carga por el mismo camino, pero los electrones siguen el sentido contrario y, por tanto, subirán por R_{g2} y por R_{g1} . Los que suben por R_{g1} harán a la rejilla más positiva. Es decir, en la entrada aparece una tensión que proviene de la salida, que está en oposición de fase con la tensión aplicada de excitación.

La figura 22-4 es similar. Hay que poner un condensador para que

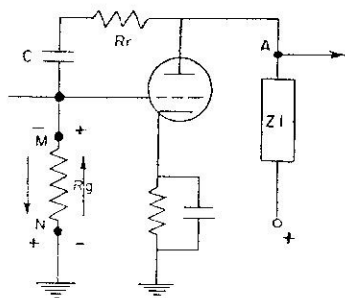


Fig. 22-4.

no se nos vaya la tensión continua a la rejilla. Como la tensión en A está constantemente variando, lo estará al mismo ritmo la carga y descarga del condensador C y se cargará y descargará por R_g ; como el

caso anterior, cuando la rejilla se hace más positiva por la excitación, la corriente de A disminuye con respecto a tierra y el condensador se descarga y tiene que hacerlo por R_g ; los electrones bajarán por R_g y será M negativo con respecto a N , o sea, la rejilla se hace más negativa. Cuando la excitación hace la rejilla más negativa, ocurrirá lo contrario: la válvula conduce, pero el potencial de A aumenta con respecto a tierra y el condensador C se carga y lo hace por R_g . Los electrones suben por R_g y será ahora el punto M más positivo que el N . Es decir, llevamos a la entrada una tensión de la salida que está en oposición de fase con la de excitación.

En todo esto hay que tener en cuenta que cuando la carga no es una resistencia, la fase con que llegan las tensiones de realimentación pudiera no ser apropiada, si no se estudia con detalle.

Nota.—Al hablar de la carga y descarga de un condensador, hay que tener en cuenta que los electrones salen de una placa y entran por la otra y que el camino que siguen puede ser una resistencia o una válvula, etc. Cuantos más obstáculos encuentren (más resistencia), más tiempo tardará en cargarse y en descargarse. El principiante deberá de familiarizarse de una manera clara y amplia en cómo se carga y se descarga un condensador.

La diferencia más notable de la eliminación de la distorsión por realimentación negativa es la siguiente: si estudiamos un circuito para eliminar un tipo de distorsión, ese circuito sólo elimina esa distorsión, mientras que por la realimentación *disminuiremos la distorsión de cualquier tipo*: de amplitud, de frecuencia, de fase. La realimentación negativa tiene el inconveniente, aunque no grande, de que disminuye la ganancia. Un equipo siempre conviene que vaya realimentado, sobre todo si es de calidad.

Aplicación de la realimentación a los sistemas de control. Servomecanismos.

El fenómeno de realimentación se utiliza siempre que deseamos linealidad de los fenómenos de salida de un sistema con los de entrada. Para ello se aplica realimentación negativa, es decir, parte de la energía de salida se lleva a la entrada con signo contrario. Con ello introducimos a la entrada un error igual al que tiene el sistema, *pero con signo contrario*, de manera que ambos errores se neutralizan y tenemos una salida que sigue el ritmo de la entrada.

En la figura 22-5 tenemos un caso típico. Se trata de un servomecanismo eléctrico para el control de la posición regular de una masa que gira, por ejemplo, una antena de radar. En este caso, nos interesa que la

antena gire en sincronismo con el barrido del tubo de rayos catódicos y, en general, que lo haga de acuerdo con un control C .

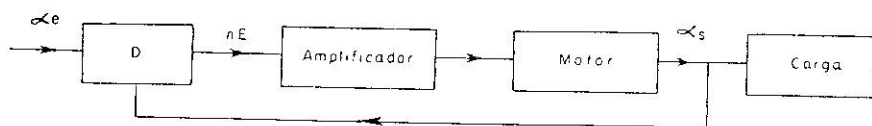


Fig. 22-5.

α_e sería la posición angular del eje de entrada; α_s , posición angular del eje de salida; E , error, y D , es un dispositivo diferencial que da una salida proporcional al error, o sea, $n \cdot E$.

De esta forma, la salida sigue a la entrada. Supongamos que en un instante dado la salida diera un error de un grado de diferencia con la entrada; como resulta que parte de la salida la llevamos a la entrada, en este caso $n \cdot E$ sería un grado que entraría en sentido contrario a α_e , con lo que la salida se corregiría.

CAPITULO XXIII

AMPLIFICADORES SINTONIZADOS AMPLIFICADORES PARA FRECUENCIAS ULTRAELEVADAS

Amplificadores de tensión sintonizados. Diversos tipos.

Se llaman amplificadores sintonizados cuando llevan por impedancia de carga un circuito sintonizado resonante paralelo. Recordamos que los circuitos resonantes paralelos presentan una gran impedancia de carga de tipo resistivo. Los circuitos más utilizados son los que se muestran en las figuras 23-1 a 23-4.

La figura 23-1 lleva un circuito oscilante en la placa y está acoplado al paso siguiente por C y R_g .

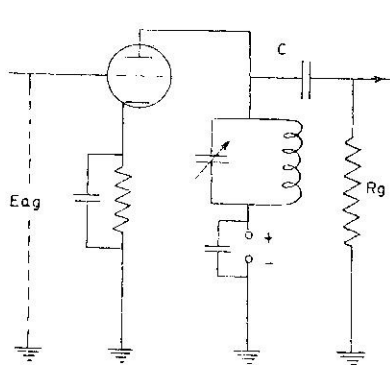


Fig. 23-1.

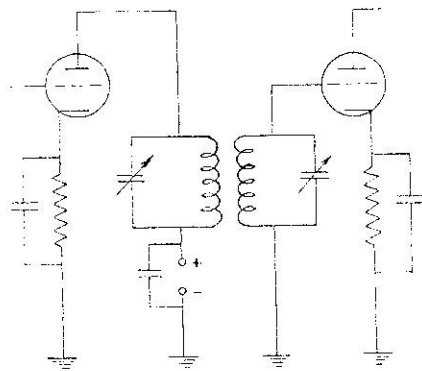


Fig. 23-2.

La figura 23-2 muestra dos circuitos oscilantes acoplados. El primero es paralelo, y el segundo, a pesar de parecer también un circuito paralelo, es un circuito serie, ya que la tensión inducida $-j \cdot M \cdot \omega \cdot I_{L_1}$ está en serie con L , C y R del circuito. A la rejilla de

la segunda válvula llevamos la caída de tensión en el condensador; por ello, como veremos más adelante, a la segunda válvula llevamos $-jM\omega \cdot I_{L_1} \cdot Q_2$.

La figura 23-3 lleva sólo el secundario sintonizado.

Finalmente, la figura 23-4 muestra un circuito tanque en la carga de placa, pero que por dicho circuito no pasa la corriente continua de la válvula. La carga está en este caso en paralelo con el circuito de corriente continua. Es muy utilizado este último circuito en el paso final de potencia de las emisoras de barcos.

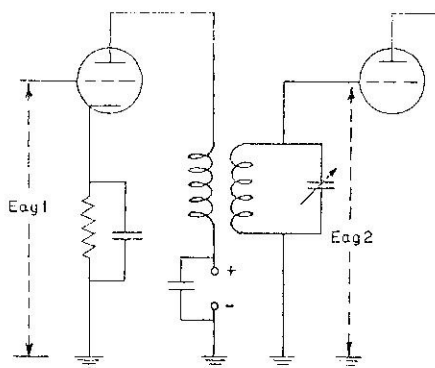


Fig. 23-3.

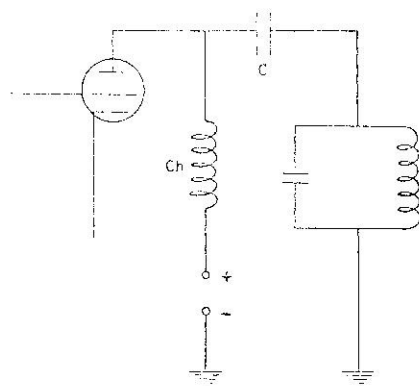


Fig. 23-4.

En todos los casos en que tengamos un circuito oscilante habrá máxima amplificación en la frecuencia de resonancia del circuito, y según la selectividad de dicho circuito, se amplificarán más o menos las frecuencias próximas a la de resonancia. Para el análisis de estos circuitos es necesario recordar lo estudiado en el capítulo de circuitos acoplados.

En la figura 23-4 el choque deja pasar la corriente continua del circuito de placa, pero impide que pase por ahí la radiofrecuencia, que se cierra por el circuito tanque.

Aplicando lo estudiado en amplificadores a la figura 23-1, tenemos:

$$Z_L = \frac{L^2 \omega^2}{R} = \frac{L}{C R};$$

$$I_{aL} = \frac{\mu E_{ag}}{R_i + R_L};$$

$$EaL = \frac{\mu E_{ag} \cdot ZL}{Ri + ZL}$$

$$A = \frac{\mu ZL}{Ri + ZL} = \frac{\mu \frac{L}{C \cdot R}}{Ri + \frac{L}{CR}} = \frac{\mu L}{Ri \cdot C \cdot R + L}$$

Esta amplificación es la de la válvula; para hacer la amplificación de rejilla a rejilla había que hallar E_{ag2} , que es la tensión que cae en R_g , pero esto se ha estudiado en los amplificadores acoplados por RC .

En la figura 23-2 hallaremos la amplificación de rejilla a rejilla. Para ello nos valdremos del circuito equivalente que mostramos en la figura 23-5, que, cortado por AB y aplicando el teorema de Thevenin, tenemos: en el circuito de la figura 23-6 aparece entre A y B :

$$Z = \frac{-jRi \cdot Xc}{Ri - jXc}, \quad (1)$$

y una tensión:

$$E = gmE_{ag} \frac{-jRi \cdot Xc}{Ri - jXc}. \quad (2)$$

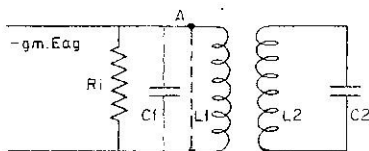


Fig. 23-5.

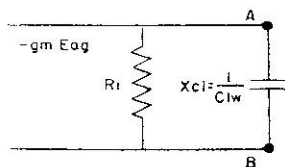


Fig. 23-6.

De acuerdo con las expresiones (1) y (2) podemos dibujar un nuevo circuito equivalente al primero (fig. 23-7). En este circuito, como en R. F., $Ri \gg Xc$, pues Xc es muy pequeña:

$$Z = \frac{Ri \cdot Xc}{Ri + Xc} = Xc,$$

ya que despreciamos Xc en el denominador y después simplificamos quitando Ri ; pero como resulta que Xc en R. F. no vale apenas y simplificando E queda

$$E = gm \cdot Eagl \frac{-j}{C \cdot \omega}.$$

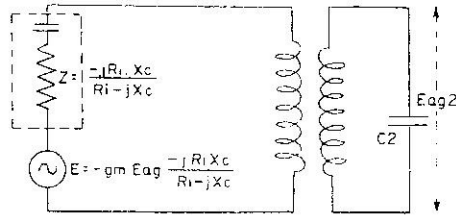


Fig. 23-7.

Esto nos permite sustituir el circuito de la figura anterior por el de la figura 23-8, mucho más sencillo. Aplicando a este circuito lo estu-

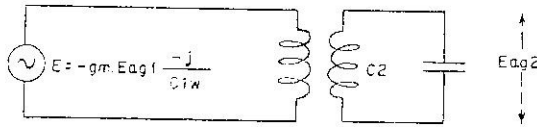


Fig. 23-8.

diado en el acoplamiento de dos circuitos serie, y teniendo en cuenta que $Eag2 = Ec2 = a$, la intensidad $I2$ que circula por el circuito secundario por $Xc2$, y supuesto el caso de acoplamiento óptimo, o sea, $I2$ máx, tenemos:

$$I2 \text{ máx} = \frac{V}{2 \sqrt{R1 \cdot R2}} = \frac{-jEag \cdot gm \frac{1}{C \cdot \omega}}{2 \sqrt{R1 \cdot R2}}$$

y,

$$Eag2 = I2 \text{ máx} \cdot -jX_{C2} = \frac{Eagl \cdot gm \cdot \frac{1}{C1\omega} \frac{1}{C2\omega}}{2 \sqrt{R1 \cdot R2}} = \frac{gm \cdot Eagl}{2 \sqrt{R1 \cdot R2} \cdot C1 \cdot C2 \cdot \omega^2}.$$

$$A = \frac{Eag2}{Eagl} = \frac{gm}{2 \sqrt{R1 \cdot R2} \cdot C1 \cdot C2 \cdot \omega \cdot \omega} = \frac{gm}{2 \sqrt{R1 \cdot R2} \cdot C1^2 \cdot C2^2 \cdot \omega^2 \cdot \omega^2}.$$

y como

$$Q = \frac{1}{C \omega R},$$

$$A = \frac{gm}{2 \sqrt{\frac{1}{Q_1} \frac{1}{Q_2} C_1 \cdot C_2 \cdot \omega^2}} = \frac{gm}{2 \sqrt{\frac{1}{Q_1} \frac{1}{Q_2}} \sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot \omega \cdot \omega}},$$

y como

$$C\omega = \frac{1}{L\omega}$$

en resonancia

$$A = \frac{gm}{2 \sqrt{\frac{1}{Q_1} \frac{1}{Q_2}} \sqrt{\frac{1}{L_1\omega} \frac{1}{L_2\omega}}} = \frac{gm \cdot \omega}{2 \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} \sqrt{L_1 L_2}}.$$

Con idéntico procedimiento, pero más laborioso, si el acoplamiento no fuera el crítico, tendríamos:

$$A = gm \cdot k \frac{\omega \sqrt{L_1 L_2}}{k^2 + \frac{1}{Q_1 Q_2}}$$

Sustituyendo en esta expresión k por su valor crítico:

$$K = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

se llega a la expresión anterior.

Esta amplificación lo es en la frecuencia de resonancia, si bien recordemos que en el crítico la curva se achata y está a punto de producir dos crestas, por lo que las frecuencias próximas a la de resonancia pasan bien por dicho circuito y con amplificación similar, si bien, como sabemos, depende del Q del circuito.

Para estudiar la figura 23-3 recordamos que

$$E_{ag2} = E_{c2} \cdot Q = M\omega I L_1 \frac{L_2\omega}{R_2} = \frac{M \omega^2 L_2 L_1}{R_2} =$$

(No tenemos en cuenta la Z reflejada, por ser el secundario un circuito resonante serie, por lo que Z_r sería resistiva y de un valor que se puede despreciar frente a R_i .)

$$= \frac{M \omega^2 L_2}{R_2} \cdot \frac{\mu E_{ag1}}{\sqrt{R_i^2 + L_1^2 \omega^2}} ; \text{ Si } 2R_i = L_1 \cdot \omega ;$$

$$E_{ag2} = \frac{\mu M \omega^2 L_2 E_{ag1}}{R_2 \cdot 2R_i}$$

En el acoplamiento crítico u óptimo

$$M\omega = \sqrt{R_1 \cdot R_2},$$

luego:

$$E_{ag2} = \frac{\omega L_1 \mu E_{ag1}}{2 \sqrt{R_i R_2}}.$$

$$A = \frac{E_{ag2}}{E_{ag1}} = \frac{\omega L_2 \mu}{2 \sqrt{R_i \cdot R_2}}$$

o también:

$$A = \frac{1}{2} \frac{\mu}{R_i} \sqrt{R_2} \frac{L_2 \omega}{R_i} = \frac{1}{2} \mu \sqrt{\frac{R_2}{R_i}} \sqrt{\frac{L_2^2 \omega^2}{R_i^2}} = \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_i} \frac{L_2^2 \omega^2}{R_2^2}} = \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{Z_{r2}}{R_i}}$$

Si en lugar de $L\omega = 2R_i$, fuera

$$L\omega = R_i, A = \frac{\mu}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{Z_{r2}}{R_i}}$$

Nota.—En los amplificadores sintonizados, cuando se utilizan para un gran ancho de banda, como ocurre en televisión y en radar, es necesario que los circuitos oscilantes tengan un Q muy bajo (algo más de uno, por ejemplo, en televisión y en radar). Para esto se les shunta una resistencia a los circuitos oscilantes.

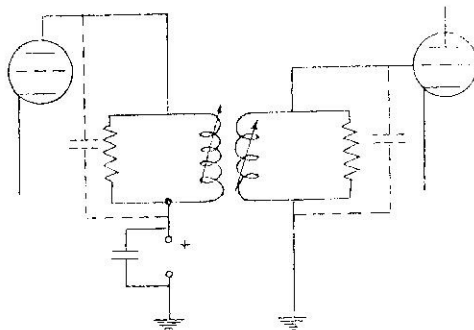


Fig. 23-9

También ocurre que, cuando la frecuencia es muy elevada, el condensador del circuito oscilante está formado por las capacidades de las válvulas y, por ello, en el esquema sólo se ve una bobina, y la R mencionada para atenuar el Q si es de banda ancha, mostramos un ejemplo (fig. 23-9).

Variación de la amplitud con la frecuencia.

Estos amplificadores son muy selectivos, pero esto no es necesario estudiarlo ahora: ya se estudió al hablar del circuito serie y circuito paralelo, así como en el acoplamiento de circuitos. Sabemos que la selectividad podemos determinarla por el Q del circuito y por el grado de acoplamiento y que, por tanto, habrá que actuar sobre estas dos magnitudes cuando deseemos mayor o menor paso de banda. Por ejemplo, podemos obtener mayor paso de banda aumentando la R del C. O. para que disminuya el Q .

Por ejemplo, para recibir telegrafía en onda A1 utilizamos gran selectividad; en cambio, si deseamos recibir ondas moduladas en frecuencia necesitamos anchos de banda de 200 Kc/s, pero esto se comprenderá mejor cuando se estudien los equipos determinados.

Amplificadores de varias etapas.

Cuando con una sola etapa no se obtenga suficiente amplificación para los fines necesarios, tenemos que colocar dos o más etapas. El camino ya queda ampliamente estudiado.

En los casos generales de circuitos amplificadores, normalmente el último paso es de potencia, como el que se estudiará en la próxima pregunta. Los primeros pasos o el primero tienen por objeto obtener suficiente tensión para excitar fuertemente la última válvula, que es la de potencia.

Amplificadores de potencia sintonizados. Amplificadores clase C.

Ya sabemos que estos amplificadores se caracterizan por tener la válvula polarizada más allá de corte y por hacerse la rejilla ligeramente positiva durante cortos intervalos. Es notable que el tiempo que esté funcionando una válvula en clase C es menor que el que está en reposo.

Como se ve en la figura 23-10, la corriente de placa tiene forma de impulsos y tenemos corriente en un solo sentido. Estos impulsos tienen un valor máximo que se repite periódicamente. La duración del impul-

so es menor de 180° , y la válvula, por tanto, está más tiempo cortada que trabajando. Estos impulsos dan origen en la placa a una corriente continua media, que nos mediría un amperímetro de corriente continua.

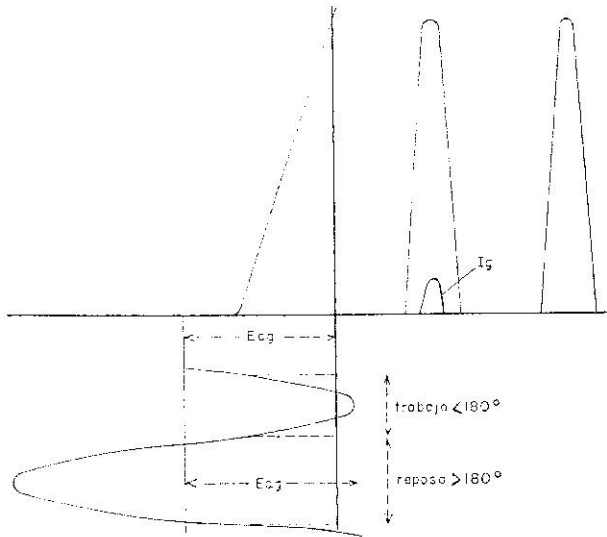


Fig. 23-10.

En estos amplificadores es fundamental que el circuito de carga sea oscilante; así, aunque este circuito reciba impulsos, si lo sintonizamos a la tensión que excita la rejilla, en el circuito oscilante habrá una corriente sinusoidal intensa, de la misma frecuencia que la tensión de rejilla. Podríamos sintonizar el circuito de placa a una frecuencia que no fuera la fundamental, ya que los impulsos que recibe están formando parte del segundo armónico, el tercero, el cuarto, etc., y por tanto, podemos utilizar la válvula como dobladora sintonizando el C. O. al segundo armónico; como triplicadora de frecuencia, sintonizando el C. O. al tercer armónico, etc. Esto se puede hacer en un amplificador en clase C, pero no es conveniente hacerlo si trabajamos como paso de potencia en clase C, pues, a medida que crecen los armónicos, tienen menos amplitud; por ello, siempre que doblamos, triplicamos o, en general, multiplicamos la frecuencia, hay que volver a amplificar.

Es fácil comprender por qué se utiliza para generar potencia la clase C, en lugar de la clase A o B: una válvula tiene, como sabemos, un máximo de potencia disipable o también tolera una cantidad de

calor determinada, de cuyas condiciones no se puede pasar, ya que la válvula se estropeará.

Hemos estudiado que en clase A siempre hay corriente en placa; en clase C, en cambio, hay mucho menos tiempo corriente en placa (hemos dicho que más de la mitad del tiempo la válvula está en reposo). Es decir, la válvula en clase A, aunque esté en reposo, tiene un consumo, que es una pérdida, mientras que en clase C no tiene esta pérdida, y debido al tiempo de reposo de la válvula podemos, durante los impulsos de corriente, darles fuertes intensidades, que no la dañan, porque inmediatamente reposa. Es decir, la potencia disipada Pd tiene lugar solamente cuando la válvula trabaja.

Hay que hacer notar que la EaL nunca puede ser mayor que la tensión del generador, Eb . Recordar lo estudiado en la tensión efectiva de placa.

En las figuras 23-11 a 23-16 se muestran, de una manera sencilla y cómoda, todos los fenómenos más importantes que tienen lugar en un amplificador en clase C.

La figura 23-11 muestra la excitación de rejilla y cómo se superpone a ella la tensión de excitación, Eag , llegando durante un pequeño tiempo a hacer la rejilla positiva.

La figura 23-12 da la corriente de rejilla máxima y media. El por-

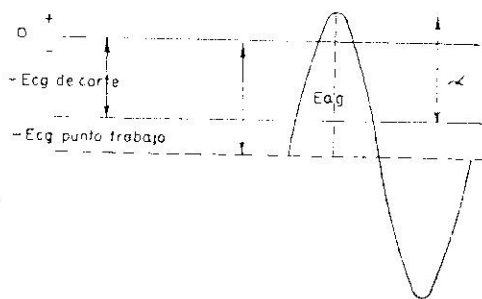


Fig. 23-11.

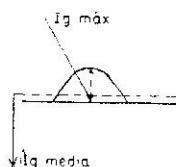


Fig. 23-12.

qué hay corriente de rejilla hay que buscarlo en la explicación dada en la válvula: una pequeña polarización de rejilla positiva, y durante un corto tiempo, hace que la válvula consuma en el circuito de rejilla una potencia que se pierde, pero, a cambio de eso, y mientras trabaja en clase C, ayuda a tener en la placa un fuerte impulso de corriente.

La figura 23-13 indica la potencia perdida en la rejilla, comparada con la potencia de excitación.

En la figura 23-14 se representa el impulso de la corriente total en

la placa, en la carga. En este impulso están los armónicos y los componentes de continua.

En la figura 23-15 se muestra la variación de la tensión de placa introducida por el C. O. En la bobina del C. O. tenemos corrientes y tensiones sinusoidales.



Fig. 23-13.

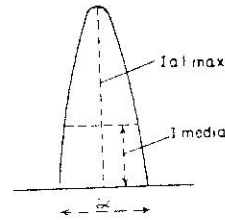


Fig. 23-14.

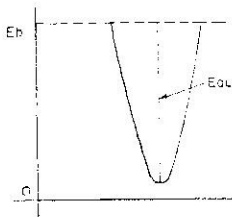


Fig. 23-15.

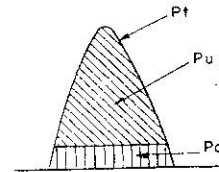


Fig. 23-16.

No hay que confundir el rendimiento con la potencia útil. El rendimiento es la relación entre la potencia útil y la potencia que absorbe la válvula del generador de alimentación. Este rendimiento es mayor cuanto menor sea el tiempo que la válvula está conduciendo. Esto es así porque la tensión cae en el circuito de carga, por lo que la tensión efectiva se hace muy baja; luego casi toda la energía del generador se convierte en energía útil. Ahora bien, en estas condiciones, y a pesar que el rendimiento es de casi el 100 por 100, la potencia útil puede ser baja, porque la fuente de alimentación nos dé poca energía por el poco tiempo que funciona. Por ello, hay que llegar a un término medio entre el rendimiento y la potencia útil que se necesita. Suele observarse un buen funcionamiento con un rendimiento del 60 por 100 y trabajando unos 140° . El rendimiento de la válvula o amplificación es la relación entre la salida y la entrada (fig. 23-16).

Finalmente, diremos que si la rejilla se hace positiva demasiado tiempo, en lugar de aumentar la corriente de placa lo que hace es limitarla, ya que hay una fuerte corriente de rejilla.

Amplificadores lineales.

Sabemos que, además de los amplificadores A y C, están los clase B. Los clase B están polarizados próximos al punto de corte y son intermedios entre el A y C.

En general, se llaman amplificadores lineales a los que nos dan una salida proporcional a la entrada, pero más amplificada. Linealidad es reproducir fielmente.

Hemos de distinguir dos clases de amplificadores lineales: para frecuencias bajas y para radiofrecuencias. Un amplificador ideal para bajas frecuencias es un contrafase cuyas válvulas trabajen en clase B. Con él podemos obtener una gran potencia y una salida lineal. El amplificador en contrafase se ha estudiado ampliamente y, por ello, no insistimos de nuevo.

Es conveniente que la polarización no llegue al corte, sobre todo si la característica presenta una curva en la parte inferior. Para dar una polarización correcta prolongamos la parte recta hasta cortar el eje E_{cg} y el punto de corte no dará la polaridad para la máxima linealidad (fig. 23-17). Estos amplificadores tienen mucho más rendimiento que el de clase A y su comportamiento es similar.

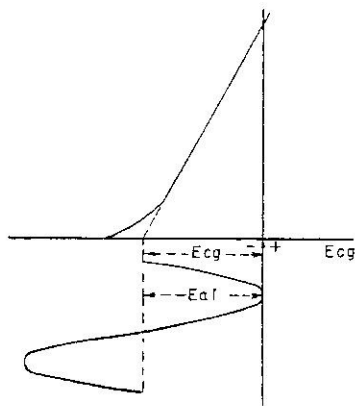


Fig. 23-17.

A veces se da una polarización para obtener un intermedio entre el A y el B.

En radiofrecuencia, para obtener linealidad con amplificador sintonizado, podemos utilizar el clase C. Como este amplificador lleva en la placa un C. O., aunque a él lleguen impulsos, el circuito oscilante trabajará de acuerdo con la onda de excitación que produce los impulsos.

sos. Esto, no obstante, requiere una polarización especial y, sobre todo, que ésta no varíe durante los distintos períodos de funcionamiento de la válvula.

En general, para evitar distorsiones es conveniente realimentar, es decir, llevar parte de la salida a la entrada, y con ello, aunque se pierda ganancia, se gana en linealidad.

En los equipos de barcos, hasta ahora, tanto en A1, A2 y A3, no había amplificadores lineales. Pues normalmente el último paso era el de potencia clase C, bien modulado o sin modular, según el tipo de onda de trabajo. En A3 se modulaba en el último paso.

Actualmente, y sobre todo en los sistemas de banda lateral, se modula con niveles bajísimos, y después tenemos una serie de amplificadores lineales hasta llegar a la antena.

Amplificadores para frecuencias ultraelevadas.

Se ha tratado de esto, en parte, al hablar de las válvulas para este tipo de frecuencias. Es decir, el amplificador para frecuencias muy elevadas depende de las válvulas de que dispongamos. Sabemos que las ordinarias no sirven para este tipo de frecuencias. Únicamente diremos que si estos amplificadores han de generar cierta energía, han de ir refrigerados, para que su disipación por unidad de superficie aumente en lo posible. Estos amplificadores llevan también muy altas tensiones para reducir el tiempo de tránsito.

Son notables las diferencias de estos amplificadores con los ordinarios. En lugar de C. O. lleven cavidades resonantes o líneas de cuarto de longitud de onda, que se pueden conectar mejor a los electrodos de las válvulas con menos pérdidas.

Con las válvulas de tipo faro o linterna se pueden amplificar hasta frecuencias de 3.000 Mc/s. Recordar también que la válvula de onda progresiva podía amplificar hasta 3.000 Mc/s con un gran ancho de banda y que era una válvula en desarrollo.

En las frecuencias utilizadas en los radares de barcos (10.000 Mc/s) no hay dispositivos para amplificarlas; por ello, en transmisión, el magnetrón, que es el oscilador, es la única válvula. Que en la recepción de dichas señales utilizamos el klistrón para oscilar localmente y así dejar una frecuencia intermedia que se puede amplificar.

Nota.—Es muy importante en las emisoras de barcos y en emisoras en general, que el paso de salida lleve dos o más válvulas en paralelo. En el esquema que sigue, tenemos cuatro válvulas en paralelo, si bien a veces se dibuja de manera que, debido a los muchos elementos de los circuitos, hay que fijarse detenidamente para ver que están en paralelo (fig. 23-18).

El montaje siempre se reconocerá porque las placas llevan una impedancia de carga común y las rejillas van unidas.

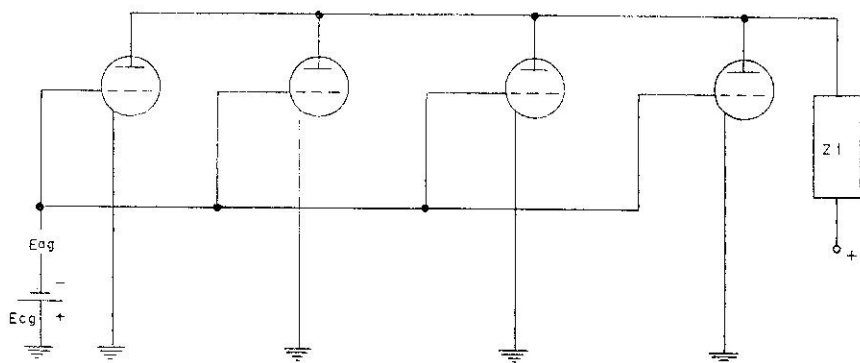


Fig. 23-18.

El estudio es el mismo que en los casos generales, teniendo en cuenta que la Ri total del conjunto es la cuarta parte que la de una sola válvula, pues están en paralelo:

$$R_{it} = \frac{R_i}{n}$$

la trasconductancia $g_{mt} = g_m \cdot n$. El factor de amplificación del total es el de una sola válvula, n es el número de válvulas que hay en paralelo. La potencia del conjunto es n veces la de una válvula.

Podemos obtener máxima potencia en clase A si R_{it} del conjunto, o sea, R_{it} , es igual a RL , o bien si $2R_{it} = RL$. Si empleáramos transformador, tendríamos como en el caso general:

$$a = \sqrt{\frac{2R_{it}}{RL}}$$

Estos pasos en paralelo suelen estar a la salida de las emisoras. Con vistas a las averías, si es el paso final como acabamos de decir, si se estropea una válvula y el equipo deja de funcionar, quitando la válvula mala deberá funcionar con las que quedan, si no, la avería no es de válvulas (naturalmente, funcionará con menos potencia).

CAPITULO XXIV

ADMITANCIA DE ENTRADA DE LOS AMPLIFICADORES

Admitancia de entrada de los amplificadores a triodo y pentodo.

Influencia de la amplificación en la capacidad de entrada.

Según mostramos en la figura 21-4, aplicamos E_{ag} entre rejilla y cátodo y obtenemos E_{aL} entre placa y cátodo. E_{aL} está en oposición de fase con E_{ag} si $ZL = R$; caso contrario, $180^\circ + \alpha$. Como la placa y la rejilla son dos cuerpos conductores separados por un dieléctrico y tienen diferente potencial de acuerdo con la R. F., tenemos un condensador, que llamaremos C_{gp} , y se cargará y descargará por el único camino que tiene, que es por la carga, y el circuito de rejilla, según la línea punteada.

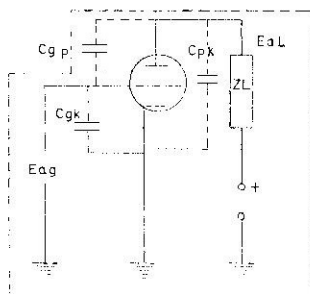


Fig. 24-1.

También tenemos un condensador formado por la rejilla y el cátodo; si bien, como entre estos electrodos hay menos diferencia de potencial, será menor la corriente de carga y descarga de este condensador, que llamaremos C_{gk} . Se cargará y descargará por el circuito de rejilla. Finalmente, tenemos otro condensador entre placa y cátodo, que tiene

ADMITANCIA DE ENTRADA DE LOS AMPLIFICADORES

sus armaduras separadas y, además, la rejilla en medio, y que, además, se carga y se descarga por el circuito de placa.

Como nosotros vamos a estudiar el circuito de entrada, o sea, el de rejilla, tomaremos en cuenta los dos primeros.

Las variaciones de tensión entre placa y rejilla son

$$E_{ag} + E_{aL} / \underline{180^\circ + \alpha},$$

luego

$$I_{gp} = \frac{E_{ag} + E_{aL} / \underline{180^\circ + \alpha}}{X_{cgp}} = jC_{gp} \cdot \omega (E_{ag} + E_{aL} / \underline{180^\circ + \alpha}).$$

$$I_{gk} = jC_{gk} \cdot \omega \cdot E_{ag},$$

la corriente de rejilla será la suma de ambas.

$$I_g = I_{gp} + I_{gk} = jC_{gk} \cdot \omega \cdot E_{ag} + jC_{gp} \cdot \omega \cdot E_{ag} + jC_{gp} \cdot \omega \cdot$$

$$E_{aL} / \underline{180^\circ + \alpha},$$

dividiendo ambos miembros por E_{ag} y como $E_{aL}/E_{ag} = A$ queda

$$\frac{I_g}{E_{ag}} = jC_{gk} \cdot \omega + jC_{gp} \cdot \omega + jAC_{gp} \cdot \omega / \underline{180^\circ + \alpha},$$

esta j equivale a 90° , por ello:

$$\frac{I_g}{E_{ag}} = Y = \text{admitancia} = jC_{gk} \cdot \omega + jC_{gp} \cdot \omega + A \cdot C_{gp} \cdot \omega / \underline{270^\circ + \alpha}$$

(recordar que $M / \underline{\alpha} = M \cos \alpha + jM \operatorname{sen} \alpha$).

$$Y = jC_{gk} \cdot \omega + jC_{gp} \cdot \omega + AC_{gp} \cdot \omega \cdot \cos (270 + \alpha) + jA \cdot C_{gp} \cdot \omega \cdot \operatorname{sen} \alpha$$

$$(270 + \alpha) \cdot \cos \alpha$$

$$Y = jC_{gk} \cdot \omega + jC_{gp} \cdot \omega + AC_{gp} \cdot \omega \cdot \operatorname{sen} \alpha + jA \cdot C_{gp} \cdot \omega \cdot \cos \alpha.$$

Como $Y = C$ (conductancia) + jS (susceptancia), tendremos que las partes reales serán la conductancia, y las partes imaginarias, la susceptancia; luego $C = A C_{gp} \omega \sin \alpha$;

$$R = \frac{1}{A C_{gp} \omega \sin \alpha}; \quad (1)$$

$$jS = j\omega (C_{gk} + C_{gp} + A C_{gp} \cos \alpha).$$

$$jS = \frac{1}{jX} = \frac{1}{\frac{1}{jC\omega}} = jC\omega; \text{ luego } jS = jC\omega = j\omega (C_{gk} + C_{gp} + A C_{gp} \cos \alpha),$$

dividiendo ambos miembros por $j\omega$

$$C = C_{gk} + C_{gp}(1 + A \cos \alpha). \quad (2)$$

De lo estudiado podemos decir que las capacidades entre los electrodos equivalen a poner a la entrada del triodo un condensador C y una resistencia R , según la figura 24-2, y cuyos valores son los deducidos antes (1) y (2).

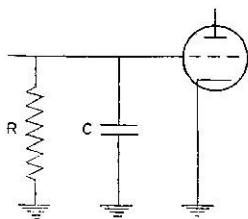


Fig. 24-2.

Recordemos cuando hablamos de los amplificadores RC dijimos que al elevar la frecuencia había pérdidas en la amplificación debido a la capacidad de entrada de la válvula, etc.

Según el valor de α , $\sin \alpha$ y $\cos \alpha$, serán positivos o negativos. Si el circuito de placa es un circuito resonante, a frecuencias por debajo de la de resonancia, la Z será reactiva inductiva, o sea, XL ; si las frecuencias son superiores tendremos XC . Si la R ficticia es positiva, el amplificador va bien y hay transferencia de la rejilla a la placa; caso contrario, será negativa y tendremos un oscilador, es decir, hay una realimentación positiva.

Resumiendo, que estos fenómenos son de una gran importancia para la mejor comprensión de los amplificadores y posteriormente de los osciladores.

En cuanto a la influencia de la amplificación en la capacidad de entrada, ya queda analizado por la expresión de (2). Tiene que ser así, ya que cuanto mayor sea la amplificación mayor será la diferencia de potencial del condensador C_{gp} ; por otra parte, cuando A es grande es porque a su vez lo es ZL , en cuyo caso sabemos que, aproximadamente, $A = \mu$ y $C = C_{gk} + C_{gp}(1 + \alpha)$.

En los pentodos, la C de entrada es mucho más pequeña, pues aunque la expresión de C es $C = C_{gk} + C_{ggp} + C_{gp}(1 + A \cos \alpha)$, las capacidades C_{gp} y C_{ggp} (rejilla, rejilla pantalla) son muy pequeñas. Pues al poner las rejillas supresora y pantalla hemos colocado varios condensadores en serie, por lo que la capacidad total es menor que la más pequeña. Por otra parte, los electrodos quedan blindados unos de otros.

Efecto Miller.

Miller observó que la capacidad rejilla placa tenía los mismos efectos que si colocáramos en el circuito de entrada una capacidad $C = C_{gk} + C_{gp}(1 + A \cos \alpha)$. Por ello, a este fenómeno se le llama efecto Miller.

Neutralización de la admitancia de entrada.

La neutralización consiste en transferir energía del circuito de rejilla al de placa o del de placa a rejilla, en igual magnitud que lo hace C_{gp} , pero en sentido contrario. Ya dijimos antes que si hay transferencia de la salida a la entrada, realimentación positiva, el sistema oscila. Por ello, el objeto de la neutralización podíamos decir que es evitar que el amplificador oscile.

El dispositivo que normalmente se emplea para estos fines es un condensador C_n colocado entre el circuito de placa o salida y el de en-

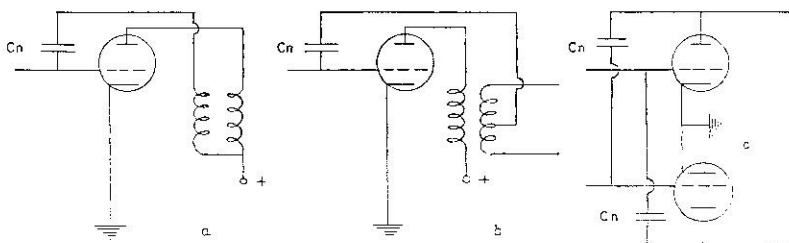


Fig. 24-3.

trada o rejilla. Veamos cómo en los esquemas 24-3, la tensión que llevamos por C_n no se toma del extremo de la placa, sino por una bobina L_n , de manera que el extremo que se une a C_n tenga tensión opuesta a la que hay en la placa. En el «push-pull» no es necesario, pues basta con poner C_n entre la rejilla de una válvula y la placa de la otra. No confundir la neutralización con la realimentación. La realimentación se lleva desde la placa.

Circuitos con rejilla a tierra.

Como la placa está unida a tierra por la fuente de alimentación, si colocamos la rejilla a tierra y llevamos la entrada al cátodo, evitamos la C_{gp} , ya que la corriente de carga y descarga de C_{gp} no pasa por el circuito de entrada. Esto es muy interesante, pues evita la neutralización en los triodos. La señal se hace llegar entre cátodo y tierra. Como se observa en la figura 24-4, al poner la entrada entre cátodo y tierra,

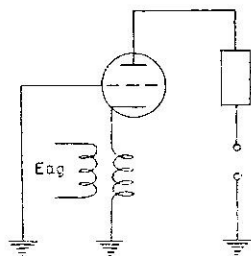


Fig. 24.4.

ponemos la entrada en serie con la salida. Esto reduce la ganancia, incluso es menor que la que daría el circuito normal si estuviera neutralizado. Este circuito, sin embargo, es importante, pues, como veremos más adelante, los triodos dan muchos menos ruidos que los pentodos, por lo que son necesarios en los primeros pasos de un receptor cuando deseamos amplificar señales débiles. Hemos visto que en frecuencias elevadas es importante tener en cuenta C_{gp} ; para evitar esto se utiliza el triodo con rejilla a tierra. La válvula moderna 3-400Z trabaja magníficamente como amplificador lineal de potencia, con «la rejilla a tierra». La señal a amplificar se le aplica entre cátodo y masa. De esta manera se eliminan las posibilidades de oscilaciones parásitas, que es un problema en los pasos de potencia.

Admitancia de entrada en los amplificadores con realimentación.

Vimos cómo la C de entrada era mayor, cuanto mayor era A . Por ello, como en los amplificadores realimentados negativamente disminuyen A , a la vez disminuyen la C de entrada. Cuanto más alto sea βA , menor será la C de entrada, por disminuir la amplificación verdadera.

La relación que liga la Y de entrada sin realimentación con la Y de entrada con realimentación es:

$$\frac{Y \text{ con realimentación}}{Y \text{ sin realimentación}} = \frac{1}{1 - \beta A}.$$

CAPITULO XXV

RUIDO EN AMPLIFICADORES

Ruido de agitación térmica de las resistencias.

Sabemos que si calentamos un metal, los electrones aumentan su libertad y se mueven desordenadamente por el metal en cuestión. Si en lugar de un metal fuera concretamente una resistencia, ocurriría lo mismo. Unos electrones irán hacia un lado, y otros, hacia otro. Como su movimiento es desordenado, irán más electrones para un sitio que para otro y habrá por ello una diferencia de potencial E . Este potencial será constantemente variable.

$$E = \sqrt{4 K T \int_{f_2}^{f_1} R df.}$$

K , constante de Boltzman = $1,374 \cdot 10^{-23}$ julios grados K.

T , temperatura en grados K (absoluta).

f , frecuencia.

Si la variación de E fuera constantemente dos frecuencias: f_2-f_1 , desaparece la integral de la ecuación anterior y queda:

$$E = \sqrt{4KT (f_2-f_1) R.}$$

De manera parecida a como representamos un condensador imperfecto por uno perfecto y una resistencia de pérdidas, podemos ahora suponer una R perfecta y suponer que la E debida a la agitación térmica la da un generador, bien de tensión constante o bien de corriente constante, como se muestra en las figuras 25-1, a y b .

A título de orientación diremos que una R de 500.000Ω a temperatura ambiente y $f_2 - f_1 = 5$ Kc/s nos da una $E = 6,4$ microvoltios.

Distintos tipos de ruidos producidos por válvulas de vacío.

Los ruidos producidos por una válvula de vacío se pueden deducir siguiendo el camino de los electrones y según las irregularidades de los mismos.

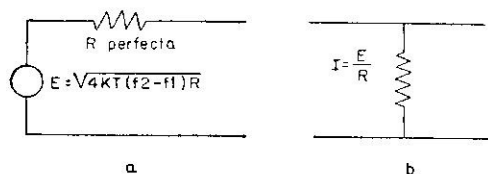


Fig. 25-1.

Como los electrones al salir del cátodo no pueden hacerlo de una manera análoga, tenemos, por tanto, irregularidad en la emisión, irregularidad, pues, en la corriente de la válvula que producirá tensiones variables, que se amplificarán y enmascararán las señales, siendo este fenómeno una fuente importante de ruidos.

Los electrones, al pasar cerca de la rejilla, inducirán en ella corrientes inducidas. Recordemos que las cargas en movimiento son pequeños electroimanes; luego la rejilla recibirá corrientes variables, según la proximidad de los electrones y según su velocidad. Por tanto, tenemos nuevos ruidos.

Los electrones, en su camino hacia la placa, no encuentran un camino perfecto, por lo que producen choques y fenómenos de ionización, que harán variar su marcha, y con ello tenemos nuevos ruidos. También al chocar con la placa los electrones producen ruidos, etc.

El ruido de las válvulas podemos representarlo como producido por una resistencia equivalente, puesta a la entrada y que genere una tensión de ruidos E (fig. 25-2).

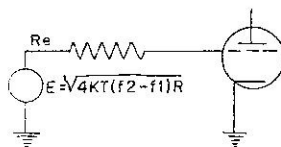


Fig. 25-2.

En los triodos, $R_{eq} = 2,5/gm$. R_{eq} es un dato que da el fabricante de las válvulas y depende de los electrodos de la válvula.

Se comprende que, en los pentodos, las vicisitudes que pasan los

electrones en llegar del cátodo a la placa es mucho mayor que en los triodos; por ello generan mucho más ruido, pues hasta la rejilla de control ocurre lo mismo, pero luego tienen que atravesar la rejilla pantalla y la supresora. En las válvulas de muchas rejillas, como en las mezcladoras, esto se acentúa y producen mucho más ruido que en los triodos. (Por este motivo utilizamos el triodo con rejilla a tierra para amplificar señales débiles.)

Ruido inducido a la entrada de un amplificador.

Hemos dicho antes que los electrones que pasaban por las proximidades de la rejilla inducían en ésta corrientes variables que daban lugar a ruidos. Si recordamos los fenómenos que tienen lugar en el tiempo de tránsito de los electrones, comprenderemos que, en frecuencias muy elevadas, las variaciones de corrientes inducidas en la rejilla por los electrones que se frenan son muy importantes y producen grandes ruidos.

Este tipo de ruido sería el mismo que generara una R igual a la conductancia de entrada de la válvula entre rejilla y cátodo. En la figura 25-3 ponemos una R_{eq} debida al efecto de tránsito.

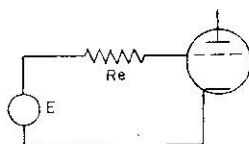


Fig. 25-3.

Resumiendo, en frecuencias bajas, los ruidos son producidos según los fenómenos enumerados en primer lugar, y en frecuencias altas, tenemos, además, el producido por el tiempo de tránsito.

Relación señal/ruido en un amplificador. Factor de ruido.

Si a un amplificador llega una señal, y en dicho amplificador se recibe un ruido o se genera en él y es de mayor magnitud que la señal, el amplificador amplificará señal y ruido, y si, como decimos, éste es mayor, la señal no podrá recibirse.

Por ello es de gran importancia la relación señal/ruido y nos conviene, como es lógico, la máxima relación. Si no se reciben ruidos exte-

RUIDO EN AMPLIFICADORES

riores, podemos suponer que los que se producen lo son en una R , que crea una variación de tensión:

$$E^2 = 4KT (f_2 - f_1) \cdot R.$$

Si la tensión de la señal es E_s , la relación señal/ruido será E_s/E . Esta relación se mide también en decibelios.

Definiremos el *factor de ruido* como la relación entre la potencia total del ruido a la salida y el que se origina solamente por agitación térmica en la impedancia de entrada.

Esta cuestión del ruido es muy importante en los laboratorios y en los proyectos de receptores y amplificadores, ya que cuanto menor sea el ruido, menor será la señal que podemos aplicar al circuito para amplificar, problema de gran importancia en la amplificación de señales débiles.

CAPITULO XXVI

AMPLIFICACION CON TRANSISTORES

Funcionamiento del transistor como amplificador en cada uno de los montajes básicos; analogía con los tres amplificadores fundamentales de la válvula.

Como sabemos, en un transistor se polariza en forma directa el diodo emisor-base, y en forma inversa, el colector-base.

También sabemos que las corrientes de emisor y colector son prácticamente iguales y que la resistencia emisor-base, por estar polarizada directamente, es pequeña (barrera estrecha), y, en cambio, la resistencia colector-base es muy grande, por estar polarizada en sentido inverso (barrera grande).

Por las curvas estudiadas de los transistores sabemos que una pequeña variación en el voltaje emisor-base producía una gran variación en la corriente emisor-base; por tanto, como la resistencia colector-base es elevada, tendremos en ella una gran variación de tensión. Esto indica la aptitud del transistor para amplificar.

Volvemos a insistir que siempre que hay transferencia de energía es necesaria cierta adaptación de impedancias.

Como los electrodos del transistor son tres, son tres los montajes diferentes que podemos hacer: bien con la base común a la entrada y la salida, bien con el colector común o emisor común.

Se puede demostrar que un transistor con base común presenta poca impedancia de entrada y una gran impedancia de salida. Similar a un circuito con rejilla a tierra.

El transistor con colector a masa presenta, por el contrario, una impedancia de entrada muy elevada y una pequeña impedancia de salida. Como ocurría con el amplificador con la carga en el cátodo.

El transistor con un emisor común tiene una resistencia de entrada media y una impedancia de salida media, si bien es más elevada que la de la entrada.

AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

Según estos criterios, si deseamos amplificar una señal de gran Z para después pasarla a pequeña Z , utilizaremos el amplificador con colector común, o con válvulas, el amplificador con la carga o salida por cátodo.

Si deseamos amplificar una señal en baja Z para aplicarla después a una gran Z , utilizaremos el amplificador con base común si es con transistores, o con rejilla a masa, si es con válvulas.

Finalmente, si deseamos amplificar una señal de una Z media a otra Z media podemos utilizar el circuito con emisor común.

En general, el circuito más utilizado es el de emisor común, por su mayor ganancia, y en caso que las impedancias de la señal y la de utilización no sean apropiadas utilizamos transformadores o algún otro dispositivo como adaptación, excepto en casos especiales. Lo mismo que hacemos con las válvulas, que utilizamos normalmente el circuito con el cátodo común al circuito de entrada y al de salida.

El cuadro que dibujamos seguidamente es muy importante y en él tenemos resumidas las características más importantes de cada montaje.

CUADRO EN EL QUE COMPARAMOS LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS TRES MONTAJES FUNDAMENTALES

Características	Base común	Emisor común	Colector común	Nota
R de entrada	Débil, 70 a 100 Ω	Media, 1.000 Ω	Grande, 200.000 Ω	Todos estos valores que damos son valores medios.
R de salida	Elevada, 1 M Ω	Media, 30.000 Ω	Pequeña, 200 Ω	
Ganancia corriente	α (< 1)	$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$= \frac{1}{1 - \alpha}$	
Ganancia de potencia ...	Media, 20 dB	Máxima, 25 a 60 dB	Débil, 10 dB	

En este cuadro se muestra la gran diferencia del circuito con emisor común en cuanto a la ganancia, dado que, además, las impedancias de entrada y salida son moderadas y que, como se verá más tarde, se puede polarizar con una sola pila, cosa que no siempre se puede hacer con los otros montajes. Comprenderemos por qué se utiliza este circuito normalmente, salvo casos especiales.

En los amplificadores de transistores, la salida está en fase con la entrada en los circuitos con base común y con colector común, y en

oposición en los circuitos con *emisor común*. Unicamente estudiaremos este último caso por ser el más utilizado y porque, además, el razonamiento es análogo para los otros casos.

Sea el esquema de la figura 26-1, en el que ponemos polarización con dos baterías y no estabilizamos para ver mejor los fenómenos.

La tensión en A es negativa con respecto a tierra, y cuando no circula corriente por R_L , la tensión en A es igual a $-Eb$. Cuando circula corriente por R_L , los electrones se mueven según la flecha, y en R_L hay una caída de tensión, siendo la tensión en el punto A:

$$E_A = -Eb + I_c \cdot R_L.$$

Es decir, la tensión en el punto A es negativa con respecto a tierra e igual a la diferencia entre Eb , y la V que cae en R_L . E_A es la tensión efectiva entre colector y emisor.

En estas condiciones, si llega una tensión de excitación entre base y emisor, el transistor conducirá más corriente cuando la base se haga más negativa o el emisor más positivo, y conducirá menos cuando la base se haga más positiva o el emisor más negativo.

En la figura 26-2 mostramos los fenómenos gráficamente. Del tiem-

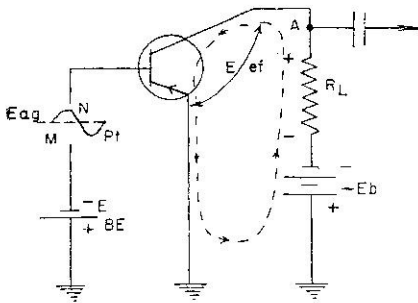


Fig. 26-1.

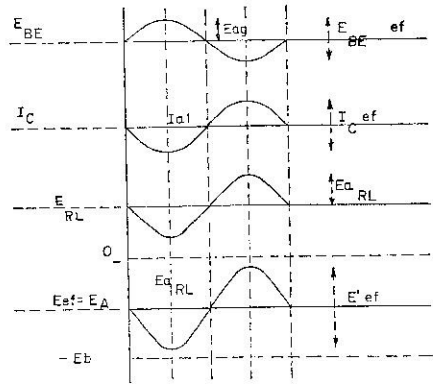


Fig. 26-2.

po M al N, la base se hace más positiva; luego el transistor conduce menos corriente y la tensión en R_L disminuye. La tensión en A se hace más negativa y aumenta hacia el valor de $-Eb$. Del tiempo M al P, la base se hace más negativa que el emisor, el transistor conduce más corriente, en R_L hay más caída y en A hay menos tensión negativa con

AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

respecto a tierra, o sea, la tensión en A tiende a cero; no llega a hacerse cero, ya que el colector necesita cierta tensión negativa para que el transistor funcione. Por otra parte, cuando la corriente disminuye V_A tiende a $-E_b$, cuando I tiende a cero.

Según el gráfico de la figura 26-2 la salida está en oposición de fase con la entrada. La tensión efectiva entre base y emisor está en oposición de fase con la tensión efectiva entre colector y emisor.

De lo expuesto podemos escribir:

$$E_{BEf} = E_{BE} \pm E_{ag}; I_{cef} = I_C \pm I_a L; E_{CEf} = -E_b + I_C R_L.$$

$$E'_{CEf} = E_{ef} \pm E_{aL}.$$

Para estudiar el comportamiento de un transistor como amplificador, se pueden estudiar diferentes circuitos equivalentes. Esto hace que unos libros den unas fórmulas y otros den otras, si bien todas son equivalentes.

Si tenemos el cuadripolo de la figura 26-3, que representa un transistor y tiene por ecuaciones de tensión y corriente:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \quad (1)$$

$$V_2 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{21} \quad (2)$$

Z_{11} impedancia de entrada (salida circuito abierto) $I_2 = 0$.

Z_{22} impedancia de salida (entrada circuito abierto) $I_1 = 0$.

Z_{21} impedancia de transferencia en el sentido de la salida.

Z_{12} impedancia de transferencia hacia la entrada.

Un circuito equivalente a las expresiones (1) y (2) puede ser el de la figura 26-4.

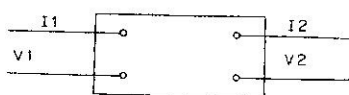


Fig. 26-3.

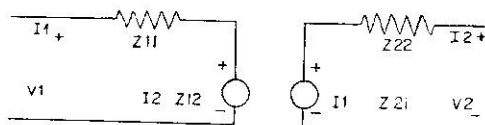


Fig. 26-4.

Si a (1) sumamos y restamos $I_1 \cdot Z_{12}$ no se altera, y tenemos:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + I_1 Z_{12} - I_1 Z_{12},$$

o sea:

$$V1 = I1 (Z11 - Z12) + Z12 (I1 + I2) \quad (3)$$

Si a (2) sumamos y restamos $I1 \cdot Z12$ e $I2 \cdot Z12$, tenemos:

$$V2 = I2 (Z22 - Z12) + I1 (Z21 - Z12) + Z12 (I1 + I2) \quad (4)$$

Las ecuaciones (3) y (4) nos permiten representar la figura 26-5.

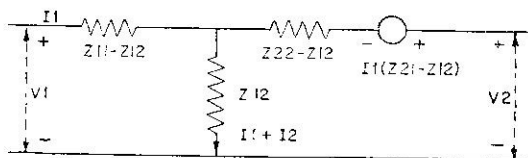


Fig. 26-5.

Si hacemos $Z12 = Z21$, supuesto que la transferencia de la salida a la entrada fuera igual a la de entrada a la salida, y como en bajas frecuencias las Z son resistencias puras, si llamamos:

$$r_e = r_{11} - r_{12}; r_b = r_{12}; r_c = r_{22} - r_{12}; r_m = r_{21} - r_{12},$$

r_e , resistencia del emisor; r_b , de la base; r_c , del colector, y r_m , resistencia mutua, podemos dibujar el circuito de la figura 26-6 en lugar del anterior, supuesto para bajas frecuencias.

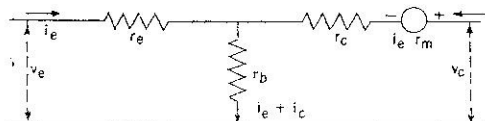


Fig. 26-6.

De este circuito podemos sacar las siguientes ecuaciones:

$$v_e = i_e r_e + r_b (i_e + i_c) = i_e r_e + i_c r_b + i_e r_b = i_e (r_e + r_b) + i_c r_b,$$

$$v_c = r_b (i_e + i_c) + i_c r_c + i_e r_m = i_c (r_c + r_b) + i_e (r_b + r_m),$$

es decir:

$$v_e = i_e (r_e + r_b) + i_c r_b \quad (5)$$

$$v_c = i_c (r_c + r_b) + i_e (r_b + r_m) \quad (6)$$

AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

Las letras minúsculas significan variaciones sinusoidales de i_e , v_e , i_c y v_c .

Recordamos que

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \text{ Vc Cte.}$$

Si las variaciones son muy pequeñas podemos escribir:

$$\alpha = \frac{i_c}{i_e}$$

para $v_c = 0$ (7).

Con estas condiciones (6) nos queda:

$$0 = i_c(r_e + r_b) + i_e(r_b + r_m),$$

y como i_e e i_c tienen signos contrarios, podemos escribir:

$$\frac{i_c}{i_e} = -\frac{r_b + r_m}{r_c + r_b}$$

Como r_b es muy pequeña, con respecto a r_c y r_m , podemos despreciar r_b y escribir:

$$\frac{i_c}{i_e} = -\frac{r_m}{r_c}$$

y según (7):

$$\frac{r_m}{r_c} = \alpha,$$

de donde: $r_m = \alpha r_c$ (8); por tanto:

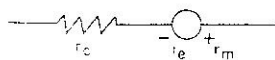


Fig. 26-7.

que es igual:



Fig. 26-8.

Aplicando la ley de Ohm podemos sustituir el generador de tensión

constante $\alpha r_c i_e$ por el de corriente constante de la figura 26-9, que nos permite la representación del circuito de la figura 26-10.

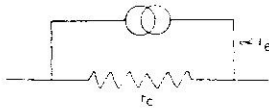


Fig. 26-9.

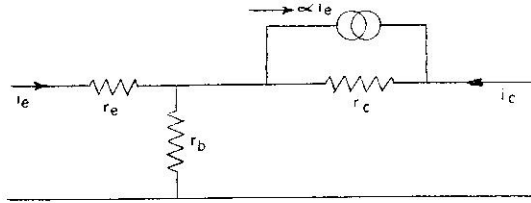


Fig. 26-10.

Si tenemos un transistor con emisor común, su circuito equivalente es el de la figura 26-11, y las ecuaciones que analizan el circuito son:

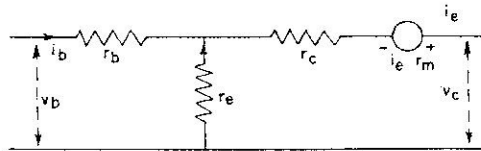


Fig. 26-11.

$$v_b = i_b r_b - i_e r_e \quad (1)$$

$$v_c = i_c r_c + i_e r_m - i_e r_e \quad (2)$$

$$i_e = -i_b - i_c \quad (3)$$

llevando (3) a (1) y (2) tenemos:

$$v_b = i_b (r_b + r_e) + i_c r_c \quad (4)$$

$$v_c = i_c (r_c - r_m + r_e) - i_b r_m + i_b r_e \quad (5)$$

teniendo en cuenta que $r_m = \alpha r_c$ (5) nos queda:

$$v_c = i_c [r_c (1 - \alpha) + r_e] + i_b r_e - i_b r_e - i_b r_m \quad (6)$$

Con las ecuaciones (4) y (6) podemos dibujar el circuito de la figura 26-12. Hay que hacer notar que el generador de tensión tiene signo contrario al circuito anterior.

AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

Si dibujamos el circuito con corriente constante tenemos el de la figura 26-13:

Fig. 26-12.

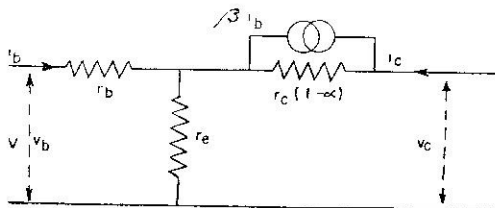
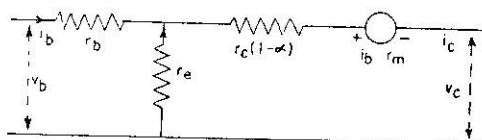


Fig. 26-13.

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \text{ Vc Cts.}$$

Si las variaciones son despreciables:

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \quad (v_c = 0)$$

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} = \frac{i_c}{i_c - i_e}$$

dividiendo numerador y denominador por i_e tenemos

$$\beta = \frac{\frac{i_c}{i_e}}{\frac{i_e}{i_e} - \frac{i_c}{i_e}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

β es el factor de amplificación de corriente entre colector y base en un circuito con emisor común.

Recordamos el circuito (fig. 26-14) con los parámetros h , aunque no insistimos con más parámetros, por ser éstos muchos. Para familiarizarse con todos los parámetros hay que hacer varios problemas y ejercicios.

Con los circuitos equivalentes estudiados anteriormente se pueden deducir: la impedancia de entrada, de salida, ganancia de corriente, ganancia de tensión y ganancia de potencia. Las Z repetimos que son R por estar en bajas frecuencias.

Normalmente, todas estas fórmulas las dan los libros ya deducidas, por ser muchas las que se pueden presentar. Nosotros vamos a deducir las de un circuito para ver la marcha a seguir.

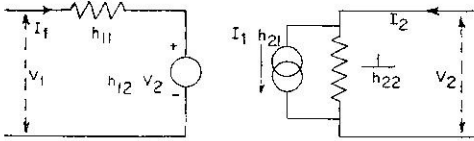
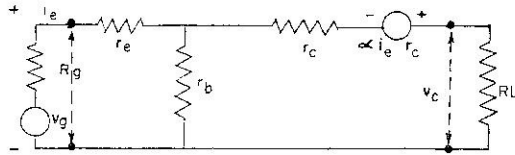


Fig. 26-14.

Fig. 26-15.



Este circuito (fig. 26-15) lo hemos dibujado antes, si bien ahora le añadimos un generador de entrada de tensión v_g y resistencia R_g , y tenemos una carga de resistencia RL :

$$v_g = i_e(R_g + r_e + r_b) + i_c r_b; \quad \alpha i_e r_c + i_c(RL + r_c + r_b) + i_c r_b = 0.$$

Está de acuerdo con la ley de las mallas, como todas las ecuaciones planteadas.

$$v_c = -i_c RL;$$

como $r_c \gg r_b$, podemos escribir:

$$v_g = i_e(R_g + r_e + r_b) + i_c r_b \quad (1)$$

$$-\alpha i_e r_c = i_c(RL + r_c) \quad (2)$$

$$v_c = -i_c RL \quad (3)$$

sustituyendo i_c de (2) en (1):

$$i_c = - \frac{\alpha i_e r_c}{RL + r_c}$$

$$v_g = i_c (Rg + r_c + r_b) - \frac{\alpha i_e r_c}{RL + r_c} \cdot r_b$$

$$r_m = \alpha r_c.$$

$$\frac{v_g}{i_c} = Rg + r_c + r_b - \frac{\alpha r_c}{RL + r_c} \cdot r_b = Rg + R \text{ de entrada,}$$

$$Ren = r_e + r_b - \frac{\alpha r_c r_b}{RL + r_c} = r_e + \frac{r_b (RL r_c) - \alpha r_c r_b}{RL + r_c} = r_e + r_b \frac{RL + r_c (1 - \alpha)}{RL + r_c}$$

si $v_g = 0$, queda:

$$i_c (Rg + r_c + r_b) + i_e r_b = 0,$$

de donde:

$$i_e = - \frac{i_c r_c}{Rg + r_c + r_b};$$

si llevamos este valor a (2):

$$\frac{\alpha i_c r_b r_c}{Rg + r_c + r_b} = i_c (RL + r_c)$$

Si a esta ecuación traemos el valor de (3)

$$i_c = \frac{v_c}{RL}$$

nos queda:

$$\frac{\alpha i_c r_b r_c}{Rg + r_c + r_b} = - \frac{v_c}{RL} (RL + r_c) = - v_c + i_c r_d$$

y si dividimos ambos miembros por i_c nos queda:

$$\frac{\alpha r_b r_c}{Rg + r_c + r_b} = - \frac{v_c}{i_c} + r_c;$$

$$\frac{v_c}{i_c} = r_c - \frac{\alpha r_b r_c}{Rg + r_c + rb},$$

que es la resistencia de salida R .

Potencia de entrada $i_e^2 R_{ent}$.

Potencia de salida $i_e^2 RL$, y tenemos que ganancia en potencia, Gp :

$$Gp = \frac{i_c^2 RL}{i_e^2 R_{ent}}$$

y como de (2)

$$i_c = - \frac{\alpha r_c}{RL + r_c} i_e$$

nos queda:

$$Gp = \frac{\alpha^2 r_c^2 RL}{(RL + r_c)^2 \cdot R_{ent}},$$

y como $r_c \gg R_L$, $r_c^2 \approx (R_L + r_c)^2$, luego:

$$Gp = \frac{\alpha^2 r_c^2 RL}{r_c^2 R_{ent}} = \frac{\alpha^2 \cdot RL}{R_{ent}},$$

en

$$\text{dB} = 10 \log \alpha^2 \frac{RL}{R_{ent}}.$$

Polarizaciones y valores característicos de los parámetros en cada uno de los montajes básicos. Influencia de la temperatura. Circuitos de polarización estabilizadores.

De manera análoga podemos dibujar la recta de carga en un transistor a como hicimos en las válvulas (fig. 26-16, a). En el eje vertical ponemos I_C en mA , y en el eje horizontal, la tensión efectiva entre colector y emisor.

Cuando I_C es igual a cero, en RL no hay caída de tensión y la tensión efectiva entre el emisor y el colector es la de la batería. En la figu-

ra, el punto *B*, donde la tensión efectiva es V_{CC} (fig. 26-16, *b*). Como $V_{\text{efec}} = V_{CC} - I_C R_L$ si vamos aumentando el valor de I_C , llegará un momento en que la tensión efectiva se hace cero. En la figura 26-16, *a*, en el punto *A*. La recta que une los puntos *A* y *B* se llama *recta de carga*.

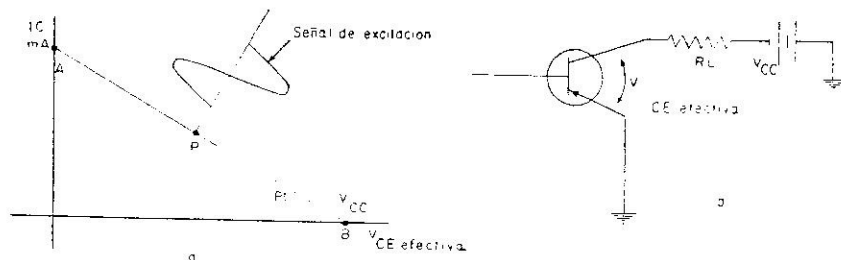


Fig. 26-16.

Si nos interesa, por ejemplo, trabajar en el punto *P* de la recta de carga sin distorsión, de ninguna manera es conveniente llegar a trabajar al punto *Pl*, ya que entonces tendríamos mucha distorsión, etc.

Para esto será necesario que los tres electrodos tengan la tensión correcta. Esto es de la máxima importancia. A la realización de dar tensiones correctas a cada electrodo se llama polarización. En este caso, dar tensiones correctas al transistor es fácil, si bien éstas dependerán, en cuanto a su valor, del punto de funcionamiento que elijamos, según las señales con que vamos a trabajar.

Importantísimo es que una vez determinados el punto de trabajo y la polarización adecuada para este punto, todo siga estable. Esto, en los transistores, no es posible por sí solo; por tanto, hay que polarizar, pero, a la vez, estabilizar.

Sabemos que de la base salen unos electrones minoritarios. Estos electrones no son debidos a las impurezas, sino que son los que cobran suficiente energía para romper la unión con sus átomos en un cristal puro o intrínseco.

Sabemos que la temperatura aumenta con la corriente, y en estas condiciones hay más electrones minoritarios que pueden quedar en libertad, electrones que contribuyen a un nuevo aumento de la corriente, y, como en un fenómeno acumulativo y, además, la corriente crece exponencialmente con la temperatura, llega un momento en que el transistor se daña, aparte de variar el punto de funcionamiento.

Veremos en principio unas maneras simples de polarizar un transistor. Supongamos que tenemos el transistor de la figura 26-17:

$$E_B = 2 \text{ V}; I_b = 80 \text{ } \mu\text{A}$$

y deseamos que

$$V_{EB} = 0,8 \text{ V},$$

según estos datos, en la R_B de la figura tendrán que caer 1,2 V, y en las $r_e r_b$, 0,8 V, por tanto:

$$R_B = \frac{1,2}{80 \cdot 10^{-6}} = 15.000 \text{ oh.}$$

La pila del colector en este caso se supone que es normal, de las que hay en el mercado. Si hubiera una pila de 0,8 V no haría falta R_B .

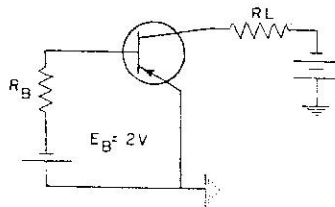


Fig. 26-17.

Interesa la forma de polarizar de la figura 26-18, ya que se utiliza muchísimo.

Vemos que R_3 y R_2 forman sencillamente un divisor de tensión, y según el camino de los electrones, dibujamos la polarización de cada R . No dibujamos los electrones que entran por el colector y salen por la base I_{CBO} , porque esta corriente es muy pequeña con respecto a la dibujada. También despreciamos I_b .

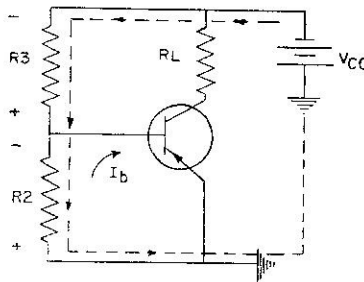


Fig. 26-18.

Por tanto, suponiendo que por R_3 y R_2 circula la misma corriente I , que valdrá:

$$I = \frac{V_{CC}}{R_3 + R_2}.$$

Según la figura, el transistor está en paralelo con estas resistencias, pero como la rama del transistor tiene una R muy elevada y, repetimos, en paralelo no tenemos esto en cuenta.

Nos interesa que V_{CB} sea casi igual que V_{CC} , y, en cambio, V_{BE} sea pequeña (recordar que con la polarización directa necesitábamos menos de 1 V para obtener una gran corriente). Esto se consigue fácilmente con poner una R_2 grande y una R_3 mucho más grande:

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{V_{R_2}}{V_{R_3}}$$

Supongamos $R_3 = 100 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$ y que $V_{CC} = 10 \text{ V}$, despreciando I_b tenemos:

$$I = \frac{10}{100 + 10} = 0,09 \text{ mA},$$

y nos queda:

$$V_{R_3} = 0,09 \cdot 100 = 9 \text{ V} \text{ y } V_{R_2} = 0,09 \cdot 10 = 0,9 \text{ V, aproximadamente.}$$

Como se comprende, se podían haber puesto resistencias menores con la misma proporción, pero debido a la estabilidad, como veremos más tarde, y además no suelen ser pequeñas. Según este ejemplo, tenemos entre colector y base — 9 V, y el emisor, 0,9 V más positivo que la base.

Con esto hemos conseguido polarizar, pero nos queda la parte importante, y es conseguir que esta polarización se mantenga constante dentro de ciertos límites de temperatura en que pueda trabajar este transistor.

En la figura 26-19 dibujamos cómo van los electrones, que aumentan cuando la temperatura aumenta. Son los que en su momento llamamos minoritarios, y son minoritarios mientras la temperatura no pasa de ciertos límites. Si la temperatura crece, ellos aumentan con la temperatura. Como mostramos en la figura, cuando aumentan, sube la diferencia de potencial entre emisor y base en sentido de polarización directa, al subir la corriente lo hace la temperatura, que hace crecer

al número de los minoritarios, los que forman la I_{CBO} , la corriente inversa de saturación, y así, hasta destruir el transistor, además de modificar el punto de funcionamiento.

Este transistor tiene funciones análogas a las estudiadas en la válvula de su nombre. Tiene grandes ventajas sobre la válvula, por su menor tamaño, menor consumo, no necesitar filamentos, más duración, etcétera.

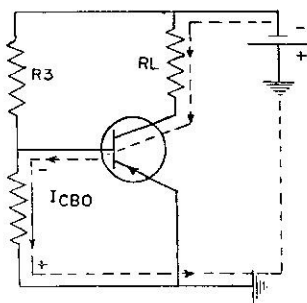


Fig. 26-19.

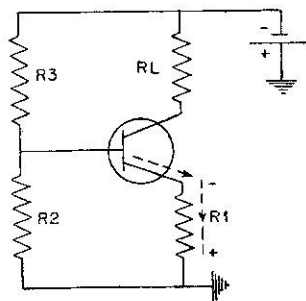


Fig. 26-20.

Esto se puede evitar de muchas maneras, pero sólo citaremos una, la más corriente, y que mostramos en la figura 26-20. Observamos que esta figura es similar a la anterior, a la que hemos añadido una resistencia en el emisor $R1$. Como es P-N-P, los electrones salen por el emisor; luego cuando la corriente aumenta, el emisor se hace más negativo con respecto a la base, lo que hace que la corriente disminuya. Este circuito es muy utilizado.

Para evitar las pérdidas en amplificación de corrientes variables se deriva $R1$, un condensador, de manera análoga a como hacíamos con la Rk de las válvulas.

El fenómeno del condensador es idéntico; en cambio, las resistencias tienen diferentes fines. Allí Rk era para polarizar, y aquí $R1$ es para estabilizar.

Según los fenómenos estudiados, de acuerdo con el camino que siguen los electrones, vemos que la estabilidad aumenta, disminuyendo $R2$, o bien, aumentando $R1$; también, disminuyendo $R3$ que está ligada a $R2$.

Un circuito bien estabilizado permite el paso de la I_{CBO} sin que se altere la polarización.

AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

Se puede estabilizar por medio de dos etapas y también por medio de circuitos con diodos de Zener o con resistencias que varían en función de la temperatura.

Circuitos típicos de amplificadores con transistores.

Con transistores se pueden construir todos los circuitos estudiados en válvulas y los que quedan por estudiar. Se pueden construir amplificadores de bajas frecuencias, de radiofrecuencias, de videofrecuencias, con realimentación, en clase A, B o C, de potencia en contrafase, etc.

Sin embargo, aquí no estudiaremos más que unos circuitos típicos como amplificadores, si bien son los fundamentales y más importantes.

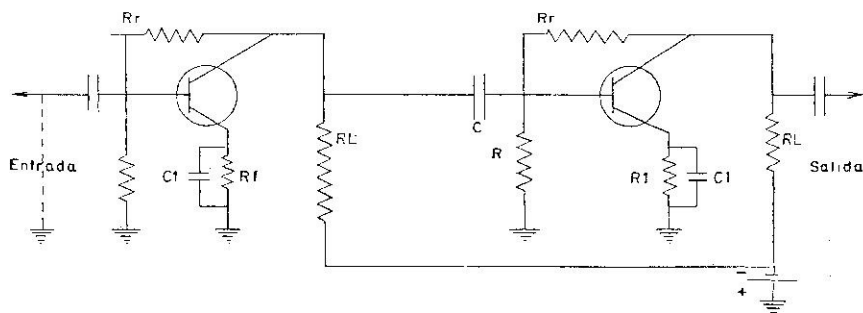


Fig. 26-21.

El primero (fig. 26-21) es un amplificador de baja frecuencia acoplado por RC. Funciona de manera análoga al estudiado con válvulas. Hemos puesto a propósito una pequeña variación con el circuito estudiado para polarizar, y es que R_r se toma del otro extremo de RL , o sea, en lugar del extremo que va a $-V_{CC}$, se toma junto al colector. Para los efectos de polarización es lo mismo, pero así realimentamos y mejora el sistema.

También podemos realimentar quitando el condensador $C1$ del emisor que deriva a $R1$.

Si este circuito fuera un amplificador de videofrecuencia llevaría en serie, con la resistencia de carga RL , una bobina para neutralizar la capacidad de entrada del transistor que sigue, ya que en los circuitos amplificadores de transistores aparece una capacidad de entrada, de-

bido a la unión de los electrodos, que hace bajar la ganancia en las frecuencias superiores.

Un esquema típico se muestra en la figura 26-22, que es similar al estudiado con válvulas.

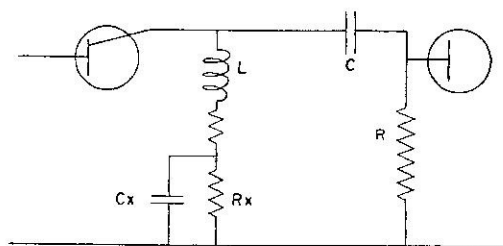


Fig. 26-22.

Finalmente, dibujamos un paso de radiofrecuencia sintonizado, que mostramos en la figura 26-23. En este caso, los fenómenos son los mismos que los estudiados en válvulas, aunque los cálculos difieren al tener en cuenta los parámetros de los transistores.

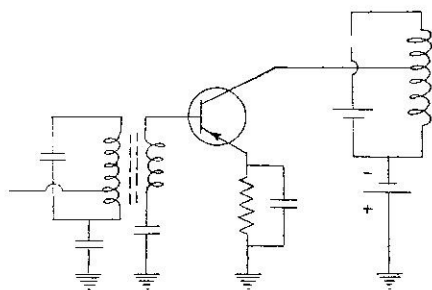


Fig. 26-23.

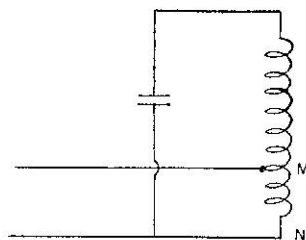


Fig. 26-24.

Si deseamos amplificar con cierta ganancia una banda estrecha, sabemos que es necesario que el Q del circuito sea elevado. Como la inductancia que se puede acoplar al transistor conviene que sea pequeña, es difícil en estas condiciones obtener un Q elevado o simplemente eficaz. Para evitar esto se toma la entrada o salida, según sea el circuito primario o secundario, en paralelo, como se muestra en la figura 26-24.

El transistor trabaja con una L pequeña, en la figura MN ; en cambio, la L total del circuito puede ser varias veces mayor, con lo que podemos obtener un Q elevado.

AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

Esto se puede hacer en el primario, en el secundario o en ambos circuitos.

Las bobinas llevan núcleos de ferrita para aumentar la inductancia.

A lo largo del texto se encontrarán nuevos circuitos de transistores, pero que si se ha comprendido bien lo estudiado hasta aquí no hay ninguna dificultad en saber interpretar perfectamente los fenómenos que tienen lugar.

En cuanto al cálculo con transistores, creemos que no es conveniente ampliar más, no ya por dificultad, que es una más entre todas las que tiene la radiotecnía, sino por no hacer esto demasiado extenso, cosa que haríamos si fuera necesario, pero creemos sinceramente que lo que se da aquí es suficiente para cubrir el objetivo propuesto.

NOTA 1.^a

Una de las limitaciones de los transistores en altas frecuencias es debida a la capacidad de unión, ya que es grande la superficie de contacto. Para disminuir esta capacidad y mejorar el transistor en las altas frecuencias se ideó el tetrodo de semiconductor.

El tetrodo se puede considerar como un triodo normal que tiene dos bases, o bien una base con dos salidas.

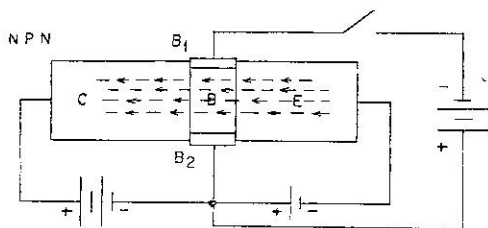


Fig. 26-25.

En la figura 26-25 mostramos un tetrodo. Como siempre, emisor-base con polarización directa y colector-base con polarización inversa. La única variación es que hemos introducido un nuevo generador entre las dos bases. Si el conmutador de esta batería de las bases está abierto, los electrones pasarán, como sabemos, de emisor a colector a través de la base. Ahora bien, si bajamos el interruptor, la parte superior de la base es más negativa, y la inferior, más positiva; luego la parte superior repele a los electrones y la inferior los atrae; por ello, los elec-

trones pasan según la figura 26-27, en la cual se ha reducido la superficie de unión, y con ello, la capacidad.

Al llegar los electrones muy concentrados a la base, por ser cargas del mismo nombre, se repelen fuertemente y tiene lugar la difusión de los electrones hacia el colector más rápidamente que en el transistor triodo. Esto reduce el tiempo de tránsito y permite al tetrodo trabajar en frecuencias más elevadas que el triodo.

La polarización de un tetrodo se puede hacer con una sola batería. En el caso de emisor común, mejor que en los otros casos. En el esquema que dibujamos (fig. 26-26) tenemos un ejemplo (PNP).

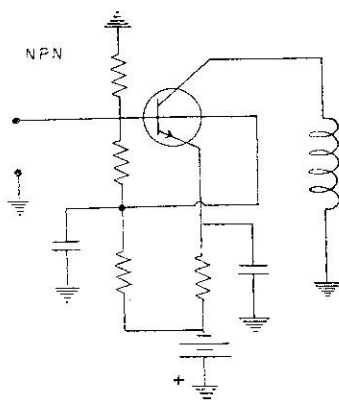


Fig. 26-26

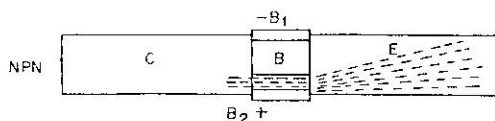


Fig. 26-27.

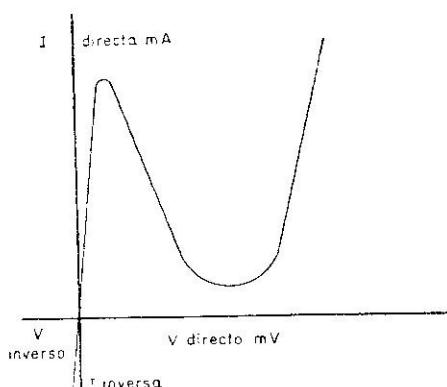


Fig. 26-28.

NOTA 2.ª

En las frecuencias muy elevadas, el transistor tiene limitación por efecto del tiempo de tránsito. Estas limitaciones han sido superadas por el diodo llamado de *túnel*. Este nombre lo toma de la forma de su característica (fig. 26-28).

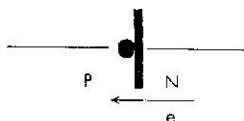
De dicha característica podemos deducir que es un dispositivo con grandes posibilidades de amplificación, pues muy pequeñas variaciones de voltaje producen fuertes variaciones de corriente.

AMPLIFICACIÓN CON TRANSISTORES

Sabemos que todo dispositivo capaz de amplificar y que tenga una característica no lineal sirve para oscilador. El diodo de túnel tiene una característica no lineal y, además, con una zona de pendiente negativa, por ello puede ser un circuito oscilador.

Las cargas de túnel a través de la unión alcanzan velocidades próximas a las de la luz, por lo que el tiempo de tránsito es reducidísimo y la eficacia del dispositivo para operar en frecuencia elevada es muy grande.

En algunos esquemas se pinta como un diodo normal, y en otros, según esta figura



NOTA 3.ª

El transistor tiratrón.

En la figura 26-29, *a*, tenemos un gráfico de la representación del tiratrón en los esquemas.

El tiratrón está tomado por dos diodos unidos, como se muestra en la figura 26-29, *b*.

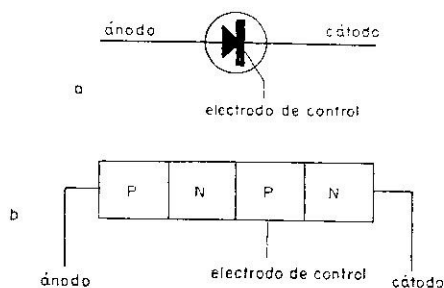


Fig. 26-29.

Si polarizamos el ánodo y cátodo en forma inversa, el tiratrón se comporta como un diodo polarizado en forma también inversa.

Si polarizamos el ánodo y el cátodo en forma directa, la unión PN central queda polarizada inversamente.

En estas condiciones de polarización, si vamos aumentando el potencial positivo del ánodo con respecto al cátodo, ocurre que, cuando llegamos a un potencial determinado y de manera análoga a como ocurría en el tiratrón de gas, hay una avalancha de portadores, dando lugar a una fuerte corriente.

En estas condiciones, el elemento de control pierde su acción y únicamente se puede limitar la corriente con la R exterior al transistor.

En este tiratrón, como en el de válvulas, el electrodo de control sólo actúa para controlar la tensión a la cual el dispositivo se hace fuertemente conductor. Una vez iniciada esta corriente, su acción queda anulada.

CAPITULO XXVII

GENERACION DE RADIOFRECUENCIAS. OSCILADORES

Concepto fundamental de un sistema oscilador. Circuito oscilante.

Se llama circuito oscilante un circuito eléctrico formado por una bobina y un condensador, que es capaz de producir oscilaciones si cargamos el condensador. Supongamos el circuito de la figura 27-1, en la que tenemos el condensador cargado. Es decir, entre sus armaduras hay una diferencia de potencial. Supongamos que bajamos el interruptor: entonces, como el potencial de *A* es diferente del *B*, las cargas eléctricas

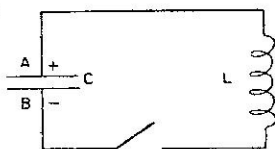


Fig. 27-1.

que crean esta diferencia de potencial tenderán moverse por la bobina *L* hasta nivelar esa diferencia de potencial, y tendremos una corriente eléctrica que cesará cuando *A* y *B* estén al mismo potencial. Ya sabemos que esta corriente al principio es grande, por ser entonces máxima la diferencia de potencial. Llega un momento que los puntos *A* y *B* están al mismo potencial: en ese momento debería cesar la corriente, pero no es así, y los electrones continúan llegando a *A*, que se hace más negativo que *B*; esto es debido a que la bobina ha almacenado energía electromagnética y la cede cuando la corriente va a cesar (eso dice la ley de Lenz: que las bobinas por las que circulan corrientes crean fuerzas electromotrices que se oponen a las causas que las producen).

Tan pronto como la bobina deja de enviar cargas, o sea, termina de

desnivelar el potencial entre *A* y *B*, este potencial tiende de nuevo a nivelarse, pero ahora la corriente tendrá sentido contrario, pues los electrones irán de *A* a *B*. Volverán de nuevo a equilibrarse los potenciales, pero cuando esto ocurra la bobina enviará de nuevo cargas, y otra vez tendremos la armadura *B* más negativa que la *A*. Así estaría el circuito indefinidamente, si no hubiera pérdidas. Realmente, lo que ocurre es que el condensador cede energía a la bobina, y ésta se la cede al condensador, y así de una manera indefinida. Si no hubiera pérdidas tendríamos una onda sinusoidal, pero debido a las pérdidas, la onda se va amortiguando (fig. 27-2). El amortiguamiento será más o menos rápido, según sean las pérdidas. Si éstas son elevadas, el amortiguamiento llega en seguida. Las pérdidas son por efecto Joule en la resistencia, ya que no podemos hacer una bobina sin resistencia, y también hay pérdidas por radiación, pues el campo magnético que crea la bobina no se recupera en toda su energía.

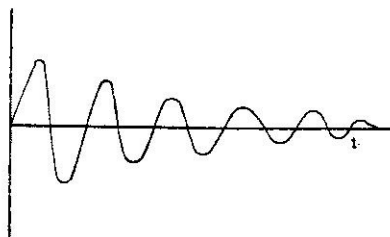


Fig. 27-2.

La frecuencia con que oscila dicho circuito y supuesta la resistencia despreciable, viene dada por la expresión

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

Según lo estudiado en las líneas anteriores, si al C. O. le comunicamos la energía que pierde, continuaría oscilando indefinidamente. Esto puede lograrse con las válvulas de alto vacío y con los transistores.

Una válvula osciladora o transistor oscilador es un dispositivo que genera corriente alterna de muy alta frecuencia, partiendo de la energía del generador de tensión continua, con el que alimentamos el circuito y la válvula o transistor.

Si la onda es sinusoidal decimos que el generador es de ondas sinusoidales; son los llamados simplemente osciladores. Si la onda no es sinusoidal, sino cuadrada, trapezoidal, etc., o sea, marcadamente no sinusoidal, al dispositivo que las genera se le llama oscilador de relaja-

ción. Estos osciladores se estudian en la pregunta de generadores no sinusoidales.

No siempre se utiliza el circuito oscilante para producir oscilaciones, sino que pueden lograrse realimentando una válvula convenientemente o por cristales de cuarzo, por magnetostricción, líneas de transmisión, guías de ondas, cavidades resonantes, etc., aunque estas últimas, como sabemos, equivalen a circuitos oscilantes.

Recordando la realimentación podemos decir que si tenemos un dispositivo en que parte de la señal de salida la lleva a la entrada, si la potencia de salida es sinusoidal y mayor que la de entrada, puede servirnos como oscilador si parte de la tensión de salida la llevamos a la entrada con fase apropiada (fig. 27-3).

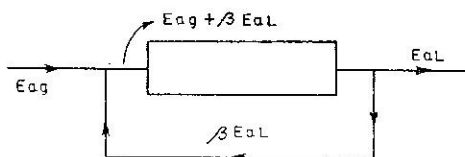


Fig. 27-3.

La amplificación es

$$A = \frac{E_{aL}}{E_{ag}}.$$

Cuando la realimentación es positiva y $\beta A = 1$, tenemos:

$$A = \frac{1}{\beta}; \quad \beta = \frac{1}{A}.$$

$$E_{aL} = \frac{-\mu E_{ag} ZL}{R_i + ZL}.$$

$$A = \frac{-\mu ZL}{R_i + ZL};$$

$$\beta = \frac{1}{A} = \frac{1}{\frac{-\mu ZL}{R_i + ZL}} = \frac{-R_i + ZL}{\mu ZL} = \left(\frac{1}{\mu} + \frac{1}{gmZL} \right), \quad (1)$$

expresión que nos da la realimentación para lograr el mantenimiento de las oscilaciones.

Si tenemos el circuito de la figura 27-4, la realimentación se hace a través de M y podemos escribir:

$$\beta = \frac{1}{A} = \frac{E_{ag}}{E_{aL}} = \frac{-jM\omega I_L}{(R + jL\omega) I_L} = \frac{-jM\omega}{R + jL\omega} \quad (2)$$

$$\text{La } Z \text{ del C. O.} = \frac{(R + jL\omega) \left(\frac{-j}{C\omega} \right)}{(R + jL\omega) + \left(\frac{-j}{C\omega} \right)} \quad (3)$$

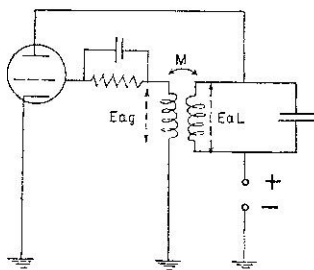


Fig. 27-4.

Si sustituimos (2) y (3) en la expresión (1), queda:

$$\left(\frac{1}{\mu C} + \frac{Ri}{gm} - \frac{M}{C} \right) + j \frac{1}{gm} \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \cdot \frac{-R}{C\omega \mu} = 0. \quad (4)$$

Esta ecuación es equivalente a la (1) en la condición de sostenimiento de las oscilaciones.

La ecuación (4) es un número complejo que vale «0»; luego, para que esto se verifique, tienen que ser nulas la parte real y la imaginaria, por ello escribimos:

$$-\frac{L}{\mu C} + \frac{Ri}{gm} - \frac{M}{C} = 0 \quad (5)$$

$$\frac{1}{gm} \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \cdot \frac{-R}{C\omega \mu} = 0 \quad (6)$$

De (5) tenemos la condición del valor de M para que la válvula oscile.

$$M = \frac{L + R Ri C}{\mu} \quad (7)$$

de (6) deducimos la frecuencia de oscilación:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R^2 C}{\mu M L} \right)} \quad (8)$$

El segundo factor de la raíz es aproximadamente la unidad; por tanto, podemos despreciarlo, y nos queda que:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

expresión que utilizamos con gran frecuencia, por ser la de resonancia de un circuito oscilante.

Resistencia negativa.

La resistencia negativa no es una magnitud física propiamente dicha, aunque algebraicamente tiene un valor de una R como signo menos, y es necesaria para explicar ciertos fenómenos.

Sabemos que la resistencia absorbe energía. Precisamente en el C. O. la absorbe en forma de calor y contribuye a que las oscilaciones se amortigüen. Por ello, al dispositivo que entrega energía le llamamos resistencia negativa. Si trazamos la función del elemento del circuito que entrega energía presentará algún punto con pendiente negativa.

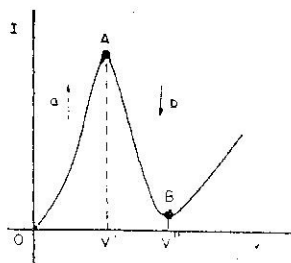


Fig. 27-5.

En la página 268 dijimos que si transferíamos energía de la entrada a la salida, teníamos una resistencia positiva, pero si había transferencia de la salida a la entrada, teníamos resistencia negativa.

Por ello la realimentación positiva equivale a una resistencia negativa, y la válvula oscila, si bien según lo estudiado en la admitancia de entrada, aunque no realimentemos, puede hacerlo la válvula, y si su R es negativa la válvula oscila por sí sola. Para comprender el significado de R negativa veamos la figura 27-5. De 0 a A la corriente va aumentando con la tensión, o sea, la I aumenta según la flecha a . De A a B tiene sentido contrario; por ello, de $I = V/R$ como V no cambia el sentido, sino que va aumentando, si cambia I el sentido es porque cambia R , es decir: $-I = V/-R$; por tanto, tenemos R negativa cuando I disminuye al aumentar V .

Funcionamiento de una válvula de vacío como oscilador.

Iniciación de las oscilaciones. Amplitud de las oscilaciones y limitación de la amplitud.

El fundamento es sencillo. Sabemos tres cosas importantes:

- 1.^a Que la válvula puede amplificar.
- 2.^a Que si está realimentada la válvula amplificadora y se verifica que $\beta A = 1$, y el ángulo de desfase que introduce la válvula más el de realimentación suman 360° , la válvula oscila; o sea, si

$$A/a \text{ por } \beta / \gamma = 1, \text{ tenemos } \beta A/a + \gamma = 1/0^\circ.$$

- 3.^a Que un circuito oscilante podría mantener las oscilaciones si la energía que pierde se la devolviéramos de alguna manera.

Con este criterio, si colocamos en la rejilla de una válvula un circuito oscilante, la válvula nos amplificará dichas oscilaciones. Si una vez amplificadas, parte de la energía de salida la llevamos al circuito oscilante, el circuito continuará oscilando sin que haya amortiguamiento.

Recordemos lo hablado en los amplificadores en clase C: que a un circuito oscilante no es necesario enviarle oscilaciones para que oscile, sino que es suficiente con enviarle energía aunque sea en forma de impulsos. Repetimos que la energía en los amplificadores de válvulas no la crea la válvula, sino que la recibe de la fuente de alimentación.

El oscilador más simple que se nos ocurriría, según lo estudiado hasta ahora, es la de un amplificador realimentado de manera que produzca oscilaciones.

Sin embargo, en la práctica, y a pesar de la similitud del oscilador con el amplificador en clase C, ambos circuitos son diferentes y, sobre todo, tienen fines diferentes; por ello veremos estos fenómenos de manera distinta.

Si a un C. O. le fuéramos comunicando impulsos de energía igual a la que pierde, tendríamos una onda de la forma de la figura 27-7. Esto podríamos hacerlo sincronizando el interruptor *B* (fig. 27-6) de manera que bajara justamente cuando el C. O. pierde energía. Esto, hacerlo a mano sería imposible y también sería imposible hacerlo por medios mecánicos, ya que en R. F. habría que hacerlo millones de veces por segundo, y no hay conmutador capaz de esta velocidad.

Esto, sin embargo, se consigue fácilmente con una válvula que se corta y se pone en marcha ella sola para dar al circuito oscilante los impulsos necesarios para que éste mantenga las oscilaciones.

En la figura 27-8 dibujamos un oscilador de este tipo, cuyos fenómenos explicaremos como base de los próximos circuitos.

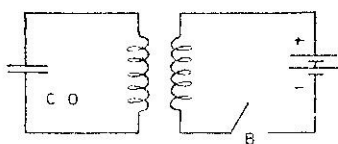


Fig. 27-6.

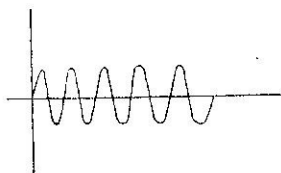


Fig. 27-7.

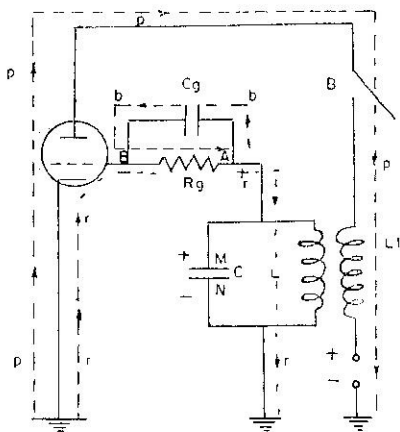


Fig. 27-8.

Una de las primeras observaciones de esta figura es que el cátodo está unido directamente a tierra. Como la rejilla también está puesta a tierra a través de R_g y L , mientras no circula corriente por dicho circuito, la rejilla estará al potencial del cátodo.

Si bajamos el interruptor *B*, la placa se hará positiva y habrá una corriente de electrones, del cátodo a la placa: los *p*; L_1 creará un campo electromagnético que inducirá en L del C. O. una fuerza electromotriz. Esta f. e. m. cargará el condensador *C* y el circuito empezará a oscilar. Cuando *M* es positivo, la rejilla se hace positiva con respecto al cátodo, y habrá corriente de rejilla. Los electrones de la corriente de rejilla irán según las flechas *r*. Estos electrones le entran a R_g por *B*; luego el punto *B* será más negativo que el *A*. Esto lo hacemos notar con los signos más y menos. En estas condiciones la rejilla se hace más negativa que el cá-

todo. El condensador C_g se ha cargado a la diferencia de potencial $V_A - V_B$.

La rejilla se hace tan negativa que corta a la válvula, y en este momento cesa la corriente de placa (equivale a levantar B). Tampoco hay corriente de rejilla, puesto que es más negativa que el cátodo; ahora bien, la rejilla sigue negativa y teniendo la válvula cortada, porque el condensador C_g se descarga por el único camino que tiene, por R_g , y como los electrones irán según las flechas b , entrarán a R_g por B , manteniendo, por tanto, la rejilla negativa, mientras dura la descarga, hasta cierto tiempo.

Si R_g es grande el condensador C_g tardará mucho tiempo en descargarse (en estos fenómenos el mucho tiempo son millonésimas de segundo). Por tanto, el tiempo que la válvula está cortada depende de los valores de R_g y C_g .

La armadura M del condensador, que era positiva cuando la válvula empezó a conducir y que fue quien originó la corriente de rejilla, volverá después de un semiciclo a hacerse otra vez positiva; así llegará un instante en que el punto M sea más positivo que el A , o sea, el $+$ del M sea mayor que el $+$ del A . Esto tiene que llegar, va que C_g se va descargando, y C se va cargando, y cuando esto ocurra, M es más positivo que A , la rejilla es más positiva que el cátodo y la válvula vuelve a conducir (equivale a bajar B). L volverá a inducir en L una f. m. e., y el circuito oscilante seguirá manteniendo sus oscilaciones.

El tiempo que un condensador tarda en cargarse o descargarse depende del producto $C \cdot R$, o sea, $t = C \cdot R$ (t en segundos es el tiempo que tarda en cargarse un condensador hasta el valor medio de su carga, o sea, 0,63 del valor máximo), C en faradios y R en Ω .

Las curvas que siguen nos indican cómo están las corrientes y las tensiones en la placa y la rejilla (véase la fig. 27-9).

En el instante A empieza la corriente de placa. La rejilla es positiva respecto al cátodo, y un instante después empieza la corriente de rejilla, en el tiempo E . El tiempo va pasando y el condensador C_g se va cargan-

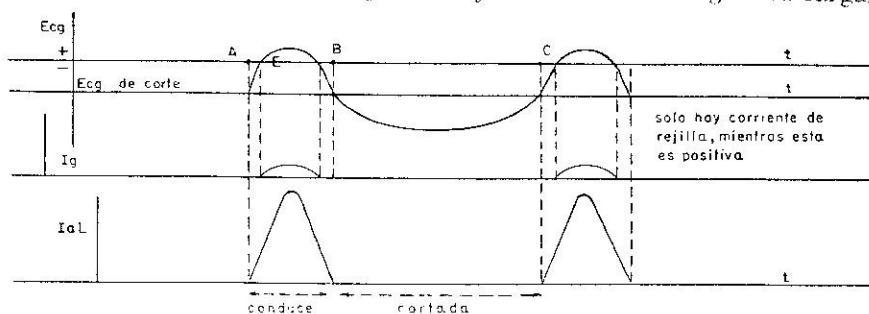


Fig. 27-9.

do, hasta que en el tiempo *B* la tensión de rejilla se hace lo suficientemente negativa para cortar la válvula. Del tiempo *B* al *C* la válvula sigue cortada por la tensión de rejilla, más negativa que la de corte. En el tiempo *C* la rejilla se hace menos negativa, la válvula empieza a conducir y se repite el ciclo.

Es importante hacer notar que se conserva constante la amplitud de las oscilaciones. En primer lugar, lo que ocurre con el C. O. tiene independencia de lo que ocurre en la válvula, si bien la amplitud de las oscilaciones depende del impulso que recibe el C. O.; pero a la vez, según sea este impulso mayor, también lo será la caída de tensión en *R_g* y más carga recibirá *C_g*. Este efecto, por tanto, neutraliza al anterior.

El oscilador trabaja según la figura 27-10, que, como vemos, es análoga a como era la del amplificador clase C. Hay una diferencia notable, y es que en el oscilador no podemos poner una polarización fija, ya que entonces no arrancaría a oscilar por sí solo.

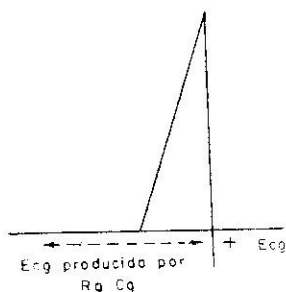


Fig. 27-10.

Hay que hacer también la observación siguiente, observación lógica si se comprenden bien los fenómenos que tienen lugar. Si *R_g* y *C_g* son grandes, el condensador tardaría mucho en descargarse, lo que equivaldría a tener una polarización negativa fija y con ello el oscilador trabajaría solamente a ratos.

La frecuencia de oscilación y la condición del valor de *M* para que se mantengan las oscilaciones se estudiaron en el párrafo anterior, y eran:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

$$M = \frac{L + Ri \quad RC}{\mu}$$

OSCILADORES AUTOCONTROLADOS

Oscilador Hartley.

Este circuito se muestra en la figura 27-11, y es similar al estudiado en la pregunta anterior.

En este caso, la bobina del C. O. tiene una toma intermedia cuyo punto va al cátodo.

Al dar alta tensión a la placa, como la rejilla está puesta a tierra por R_g y la bobina del C. O., mientras no haya corriente por este circuito está al potencial de tierra lo mismo que el cátodo, por lo que la válvula conduce. La corriente de cátodo a placa volverá por tierra al cátodo y por $L1$: esta corriente, al pasar por $L1$, creará un campo magnético que inducirá una f. c. m. en la bobina $L2$. El punto A será positivo con respecto a tierra, el condensador C se carga y el C. O. empieza a oscilar. Cuando el punto A es positivo con respecto a tierra, la rejilla conduce, y en R_g habrá una caída con potencial que carga C_g , etc. Lo demás funciona como se ha explicado antes.

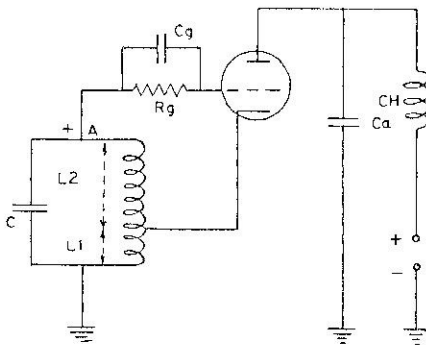


Fig. 27-11.

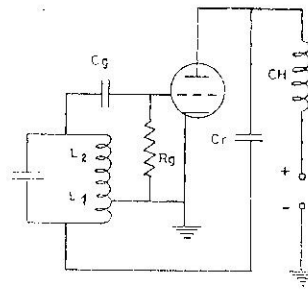


Fig. 27-12.

En el caso anterior, para dar mayor o menor impulso al C. O. hacíamos el acoplamiento mayor o menor. En este caso, para dar mayor o menor impulso tomaremos más o menos espiras en $L1$.

A veces en algunos esquemas se ve el oscilador Hartley, como en la figura 27-12. El circuito es análogo al anterior, si bien C_g se carga y descarga a través de $L2$, además de hacerlo por R_g .

Ahora, los electrones del cátodo a placa no pasan por $L1$. A $L1$ llegan los electrones al cargarse Cr . Téngase en cuenta que Cr tiene una placa puesta al positivo y la otra a tierra por $L1$, luego al aplicar tensión al circuito se carga Cr por $L1$.

La R. F. se cierra a través de Cr , ya que el choque CH impide que lo haga por la fuente de alimentación.

En estos circuitos podemos observar que un extremo del C. O. queda unido a la rejilla, mientras que el otro está unido a la placa a través de Cr , con lo que tenemos la entrada desfasada 180° con respecto a la salida. Es decir, el circuito Hartley es un dispositivo para realimentar con un desfase de 180° .

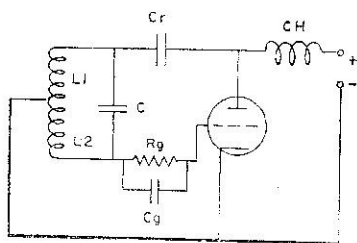


Fig. 27-13.

También se ve en muchos esquemas la figura 27-13. La realimentación se hace por Cr . Al dar alta tensión a la placa se carga Cr , pero sólo puede cargarse a través de $L1$ del C. O. En estas condiciones el condensador C se carga según mostramos en la figura, y tendremos los mismo fenómenos que los estudiados en casos anteriores. La frecuencia de oscilación del circuito Hartley viene expresada por la fórmula

$$f = \frac{1}{2 \sqrt{(L1 + L2 + 2M) C}}$$

Oscilador Colpitts.

En la figura 27-14 mostramos un oscilador Colpitts. Observamos que es un dispositivo que lleva un C. O. entre placa y rejilla.

El objeto de $C1$ es el mismo que la $L1$ del Hartley, es decir, dar impulsos al C. O. para que no se amortigüe.

Si cerramos el interruptor B , $C1$ se carga a través del Cr , ya que están puestos entre placa y tierra. Si levantamos B , o sea, si la válvula se corta, $C1$ se descarga en serie con $C2$ y L del C. O. Si bajamos de nuevo B , $C1$ volverá a recibir impulsos, y el C. O. seguirá oscilando.

La figura 27-15 es idéntica a la anterior, pero dibujada de manera que se ve más fácilmente cómo se carga $C1$.

C_g y R_g trabajan de manera análoga a como lo hacen en los circuitos estudiados anteriormente.

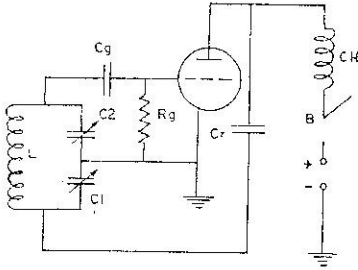


Fig. 27-14

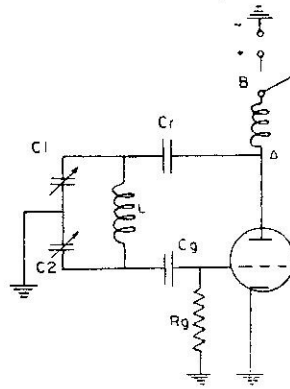


Fig. 27-15.

La frecuencia de oscilación, teniendo en cuenta que C_1 , C_2 y L están en serie, viene dada por la expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Osciladores de placa y rejilla sintonizados.

El circuito se da en la figura 27-16. Hay un C. O. en la rejilla y otro en la placa. Los dos circuitos se sintonizan a la misma frecuencia. La realimentación o impulso que tiene que llegar de la placa a la rejilla se hace a través de la capacidad que hay entre ambas.

En la figura dibujamos esta capacidad con puntos y la llamamos C_{rgp} . El condensador de realimentación se carga por la placa y la rejilla, y forzosamente a través de la L del C. O. y empiezan las oscilaciones. El choque que hay en el circuito de rejilla es para que la R. F. no se derive a tierra por R_g - C_g , si bien se podía sustituir por una R grande.

R_g y C_g tienen el mismo objeto que los circuitos anteriores. Si la rejilla se hace positiva, habrá una caída de tensión en R_g que controlará la válvula.

En el circuito de placa tenemos otro C. O. que se sintoniza a la misma frecuencia. El acoplo de las variaciones de rejilla a la placa se hace a

través de los electrodos de la válvula. Con este dispositivo se puede lograr que la válvula amplifique además de oscilar, aunque entonces se utiliza un pentodo.

Recordemos que el pentodo tiene poca capacidad entre rejilla y placa; por ello, si se utiliza un pentodo para estos fines hay que poner un condensador real entre placa y rejilla o entre rejilla, pantalla y rejilla.

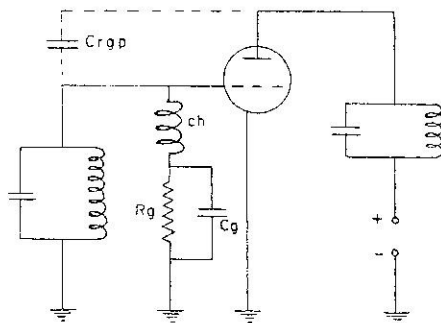


Fig. 27-16.

Hay una excepción lógica en que no necesitamos condensador aunque la válvula sea un pentodo, y es en el caso en que las frecuencias sean muy elevadas, pues entonces la capacidad entre los electrodos de placa y rejilla es suficiente para este fin.

Acoplo electrónico.

Aunque se vuelve a estudiar después en la pregunta sobre estabilidad de frecuencias, lo hacemos ahora también. Para estabilizar la frecuencia nos interesa que el circuito oscilante dé la mínima energía. Esto hace que el oscilador dé poca ganancia. Cuando utilizamos un pentodo, como en la figura 27-17, en que la rejilla pantalla, la rejilla y el cátodo forman un oscilador corriente, que puede ser un Hartley como el dibujado, la realimentación se toma del circuito de pantalla a través del Cr . Cr se carga por $L1$ y de esta forma el circuito oscilante de rejilla recibe impulsos.

Como sabemos, en los pentodos el circuito de placa queda completamente aislado del de rejilla, e incluso sabemos que las variaciones de la tensión de placa, si no exceden de ciertos límites, no alteran el funcionamiento de la válvula. De esta manera, la rejilla controla la corrien-

te de placa según las oscilaciones del C. O. de rejilla. Estas variaciones de corriente se amplifican y tenemos una tensión en los bornes del C. O. de placa.

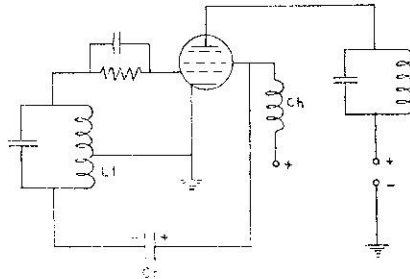


Fig. 27-17.

El acoplo entre la entrada y la salida se hace por la válvula, por ello se llama oscilador de acoplo electrónico.

Oscilador con resistencia-capacidad.

En la figura 27-18 mostramos un oscilador de este tipo. De A (salida), por medio de unos condensadores y resistencias, llevamos una tensión a la entrada. Para que la válvula oscile, la tensión que llevamos de A a la entrada tiene que sumarse con E_{ag} . Para esto, la tensión que tomamos en A tiene que sufrir una diferencia de fase de 180° , ya que A con la entrada está desfasada 180° ; luego si añadimos 180° más los 180° que introduce la válvula, la tensión que llevamos de A a la entrada se sumará con la entrada, y la válvula oscilará.

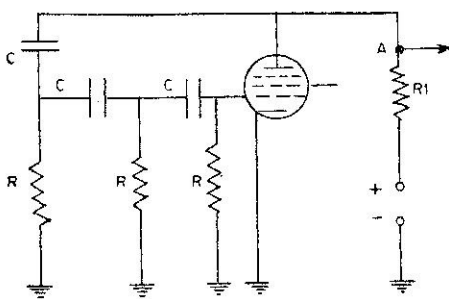


Fig. 27-18.

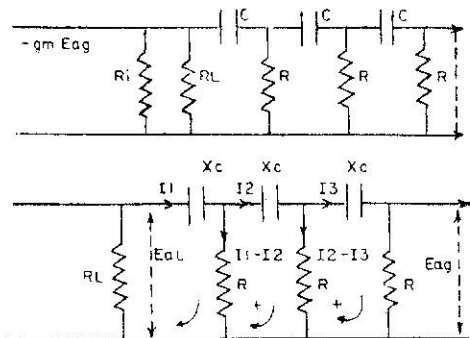


Fig. 27-19.

Para conseguir esto hacen falta, como mínimo, tres condensadores y tres resistencias. Esto tiene que ser así, ya que si recordamos el circuito R - C , si nos llevamos una tensión en los extremos de R , el desfase siempre será menor de 90° ; luego como tenemos que lograr un desfase de 180° harán falta más de dos CR . Un circuito equivalente es el de la figura 27-19.

Como R_i es muy grande y está en paralelo, se puede despreciar, y entonces podemos utilizar el circuito equivalente inferior.

En los pentodos la amplificación es (despreciando R_i): $A = -gmRL$. La válvula introduce un desfase de 180° y por ello el signo menos, o bien $A = gm \cdot RL / 180^\circ$.

La red CR tiene que introducir ahora 180° en la tensión que nos llevamos de A a la entrada. De acuerdo con el segundo circuito equivalente podemos escribir las cuatro ecuaciones siguientes, de acuerdo con la ley de las mallas:

$$\begin{aligned} (1) \quad E_{ag} &= I_3 R. \\ (2) \quad I_3 X_c + I_3 R - (I_2 - I_3) R &= 0. \\ (3) \quad I_3 X_c + (I_2 - I_3) R - (I_1 - I_2) R &= 0. \\ (4) \quad I_1 X_c + (I_1 - I_2) R - E_{aL} &= 0. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (1) \quad E_{ag} &= I_3 R. \\ (2) \quad I_3 (X_c + R) - (I_2 - I_3) R &= 0. \\ (3) \quad I_2 (X_c + R) - I_3 R - (I_1 - I_2) R &= 0. \\ (4) \quad I_1 (X_c + R) - I_2 R - E_{aL} &= 0. \end{aligned}$$

Como $X_c + R = Z$, podemos escribir:

$$\begin{aligned} (1) \quad E_{ag} &= I_3 R. \\ (2) \quad I_3 Z - (I_2 - I_3) R &= 0. \\ (3) \quad I_2 Z - I_3 R - (I_1 - I_2) R &= 0. \\ (4) \quad I_1 Z - I_2 R - E_{aL} &= 0. \end{aligned}$$

$$\text{De (1) } I_3 = \frac{E_{ag}}{R}.$$

$$(2) \quad \frac{E_{ag} Z}{R} - I_2 R + \frac{E_{ag} R}{R} = 0.$$

$$(3) \quad I_2 Z - \frac{E_{ag} R}{R} - I_1 R + I_2 R = 0.$$

$$(4) \quad I_1 Z - I_2 R - E_{aL} = 0.$$

$$(2) \quad \frac{E_{ag} Z}{R} - I_2 R + E_{ag} = 0.$$

$$(2) \quad E_{ag} - I_2 R^2 + E_{ag} R = 0.$$

$$(3) \quad I_2 Z - E_{ag} - I_1 R + I_2 R = 0.$$

$$(3) \quad I_2 Z - E_{ag} - I_1 R + I_2 R = 0.$$

$$(4) I_1 Z - I_2 R - EaL = 0.$$

$$(4) I_1 Z - I_2 R - EaL = 0.$$

$$\text{De (4) } I_1 = \frac{I_2 R + EaL}{Z},$$

que llevado a (2) y (3), tenemos:

$$(2) EagZ - I_2 R^2 + EagR = 0.$$

$$(2) EagZ - I_2 R^2 + EagR = 0.$$

$$(3) I_2 Z - Eag - \frac{I_2 R + EaL}{Z} R + I_2 R = 0.$$

$$(3) I_2 Z^2 - EagZ - I_2 R^2 - EaLR + I_2 RZ = 0.$$

$$\text{De (2) } I_2 = \frac{Eag (Z + R)}{R^2}$$

$$\text{y de (3) } I_2 = \frac{EagZ + EaLR}{Z^2 - R^2 + RZ}.$$

Igualando (2) y (3)

$$\frac{Eag (Z + R)}{R^2} = \frac{EagZ + EaLR}{Z^2 - R^2 + RZ}.$$

quitando denominadores

$$Eag (Z + R) Z^2 - R^2 + RZ = EagZR^2 + EaLR^3.$$

$$Eag [(Z + R) (Z^2 - R^2) - R^2] = EaLR^3.$$

$$\begin{aligned} \frac{Eag}{EaL} &= \frac{R^3}{(Z + R) (Z^2 - R^2 + RZ) - ZR^2} = \\ &= \frac{R^3}{Z^3 - ZR^2 + Z^2R + Z^2R - R^3 + ZR^2 - ZR^2} = \\ &= \frac{R^3}{Z^3 + 2Z^2R - ZR^2 - R^3}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$Z = R - jXc = R - \frac{j}{C\omega} = R \left(1 - \frac{j}{C\omega R}\right).$$

Si llamamos y al cociente

$$\frac{1}{C\omega R}, \text{ o sea } y = \frac{1}{C\omega R} \quad (6)$$

tenemos $Z = R(1 - jy)$ que, llevado a (5)

$$\begin{aligned}\frac{Eag}{EaL} &= \frac{R^3}{R_3(1 - jy)^3 + 2R^2(1 - jy)^2 - R(1 - jy)R^2 - R^3} = \\ &= \frac{R^3}{R^3(1 - jy)^3 + 2R^3(1 - jy)^2 - R^3(1 - jy) - R^3} = \\ &= \frac{1}{(1 - jy)^3 + 2(1 - jy)^2 - (1 - jy) - 1},\end{aligned}$$

como $j^2 = -1$; $(-j)^2 = 1$; $j^3 = -j$; $(-j)^3 = j$, tenemos que:

$$\frac{Eag}{EaL} = \frac{1}{(1 - 5y^2) + j(y^3 - 6y)} = \beta, \quad (7)$$

para que haya desfase de 180° , la componente imaginaria tiene que ser igual a cero, o sea $y^3 - 6y = 0$ y $(y^2 - 6) = 0$, de donde tenemos tres soluciones para y :

$$\begin{aligned}y &= 0 \\ y &= \sqrt{6} \\ y &= -\sqrt{6}\end{aligned}$$

según (6)

$$y = \frac{1}{C\omega R}; \quad \omega = \frac{1}{CRy}.$$

Si $y = 0$, ω infinito, cosa imposible, luego este valor no sirve.

Si $y = -\sqrt{6}$ no es solución, pues ω no puede ser negativo, y por tanto, sólo tenemos como solución válida $y = \sqrt{6}$, de donde:

$$\begin{aligned}\omega &= \frac{1}{RC\sqrt{6}}, \\ f &= \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}},\end{aligned}$$

Según (7)

$$\beta = \frac{1}{1 - 5 \cdot 6 + 0} = \frac{-1}{29} = \frac{1}{29 \angle 180^\circ}.$$

Teniendo en cuenta que para que haya oscilaciones βA tiene que ser real positivo, y como mínimo $\beta A = 1$, y que

$$A = gmRL \angle 180^\circ,$$

y

$$\beta = \frac{1}{29 \angle 180^\circ},$$

tenemos que:

$$\beta A = gmRL \angle 180^\circ \cdot \frac{1}{29 \angle 180^\circ} = 1,$$

y esto sólo se puede cumplir si $gm \cdot RL = 29$, es decir, para que haya oscilaciones el producto $gm \cdot RL$ tendrá que valer como mínimo 29.

Hemos dicho en muchas ocasiones que si la carga es resistiva, una válvula introduce un desfase a la salida con respecto a la entrada de 180° , luego si necesitamos un desfase de 360° para obtener oscilaciones, podemos lograrlo con dos válvulas, realimentando la salida de la segunda a la primera.

Entre los muchos dispositivos tenemos, por ejemplo, el de la figura 27-20, llamado puente de Wien. Tenemos $R1-C1$ en serie, y $R2-C2$, en paralelo. Un lado del puente lo constituyen los elementos citados, y el otro lado, $R3$ y $R4$. La entrada la traemos de $EaL2$. Por $R4$ circula corriente de la primera válvula más la de realimentación que le llega por

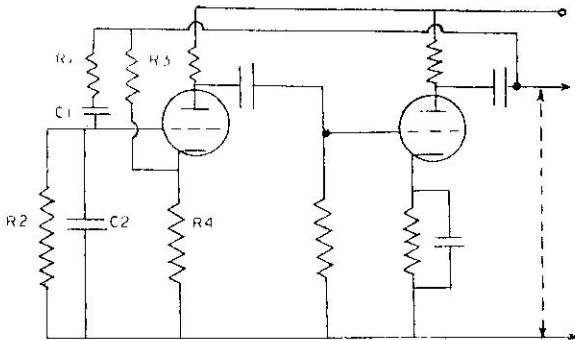


Fig. 27-20.

R3. En la carga de la segunda válvula hay que incluir $R1$, $C1$, $R2$ y $C2$, que están en paralelo con RL ($RL = R$ de carga).

$$f \text{ de este circuito} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R1 R2 C1 C2}}.$$

Según esta expresión podemos conseguir variar la frecuencia poniendo alguno de estos elementos variables.

Este circuito tiende a producir distorsión, ya que las oscilaciones de la primera válvula tiende a amplificarlas la segunda, con lo que varía la realimentación y hay distorsión.

Para evitar esto, basta con poner en $R4$ una resistencia sensible a la temperatura; así la corriente crece y $R4$ aumenta su valor, y como la caída de tensión en $R4$ se opone a la tensión efectiva de rejilla, limita el crecimiento de las oscilaciones.

Es un circuito oscilador que va muy bien para bajas frecuencias, con lo que se evita poner bobinas, que en estas frecuencias abultarían mucho.

En los dos circuitos dibujados, con variar una R apropiada podemos obtener la frecuencia deseada.

Frecuencia de un oscilador.

Simplemente es la frecuencia en que oscila y esto depende del tipo de oscilador. En cada caso hemos puesto la frecuencia de oscilación según el circuito.

Estabilidad de frecuencia.

Una vez establecida la oscilación, lo más importante del oscilador es que mantenga constante su frecuencia de oscilación. En los circuitos Hartley y Colpitts, al acoplar la carga al circuito oscilante, hace que éste varíe su frecuencia, ya que hay una Z reflejada. Como, por otra parte, la carga no puede mantenerse constante, tendremos falta de estabilidad de frecuencia (fig. 27-21).

Un método para eliminar esto es utilizar un pentodo con circuitos sintonizados en la placa y en la rejilla. Es el circuito que llamamos anteriormente de acoplamiento electrónico. Con él podemos utilizar pentodos de cierta potencia y, a la vez, mantener las oscilaciones estables.

El esquema de la figura 27-22 lo hicimos en preguntas anteriores. La rejilla pantalla, la de control y el cátodo, equivalen a un triodo normal. El circuito de rejilla lo realimentamos por la pantalla, por *Cr*. La corriente de rejilla pantalla es pequeña, pero lo suficiente para nuestros fines. Sabemos que la corriente de placa del pentodo no viene influenciada por el potencial positivo de placa, siempre que éste sea el mínimo requerido; por tanto, en la corriente de placa no influye la carga. La corriente sólo está controlada por la parte osciladora de la válvula.

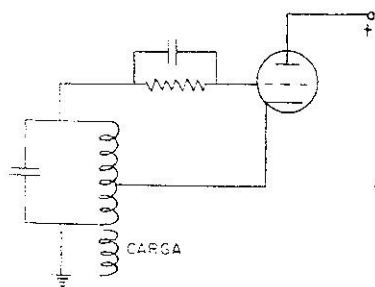


Fig. 27-21.

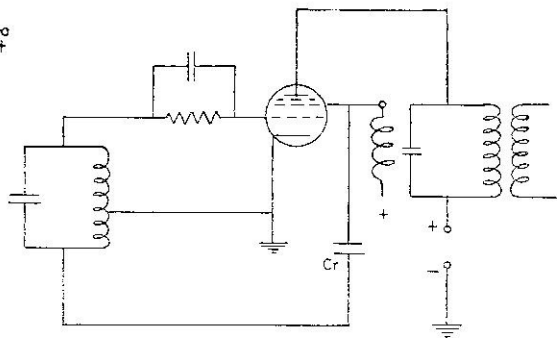


Fig. 27-22.

Osciladores de frecuencia variable.

Se llama así el oscilador que puede variar la frecuencia. Para ello basta que sea variable una de las magnitudes que controlan la frecuencia; *L*, *C* o *R*, según el circuito.

Cristales de cuarzo. Piezoelectricidad. Circuito equivalente de un cristal. Variación de la frecuencia y armónicos del cristal. Frecuencia de resonancia. Variación de la frecuencia de resonancia con la temperatura y el envejecimiento. Termostatos para el control de temperatura.

Hay unos cuerpos que tienen la propiedad de entrar en vibración si los colocamos entre dos láminas metálicas y hacemos llegar a estas láminas una corriente variable. A estos fenómenos se les llama *piezoeléctricos*. Los fenómenos son reversibles: si aplicamos una vibración a las láminas, en éstas aparecen corrientes eléctricas variables. Entre otros

cuerpos que poseen estas propiedades tenemos el cuarzo, la turmalina y la sal de Rochela. Todos ellos se utilizan en radio.

Aquí nos ocuparemos únicamente del cuarzo. Los cristales de cuarzo en la naturaleza se presentan en forma según la figura 27-23. Son prismas hexagonales regulares en cuanto a la parte central o cuerpo, mientras que sus extremos tienen forma de pirámides hexagonales regulares. Todas las secciones rectas son, por tanto, hexágonos regulares.

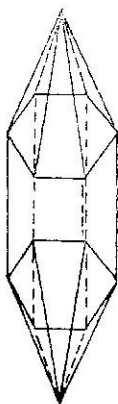


Fig. 27-23.

Para obtener de un cristal una lámina que tenga propiedades piezo-eléctricas, NO basta con sacar una lámina cualquiera o de cualquier forma, ya que solamente las cortadas de una manera determinada manifiestan estas propiedades.

Si cortamos la parte central o cuerpo de un cristal de cuarzo natural, por dos planos paralelos cuyas secciones sean rectas, es decir, que los planos sean perpendiculares al eje y y' , según la figura 27-24, *a*, obtenemos un prisma recto hexagonal regular; de bases, las secciones rectas, y de altura, la distancia entre los dos planos.

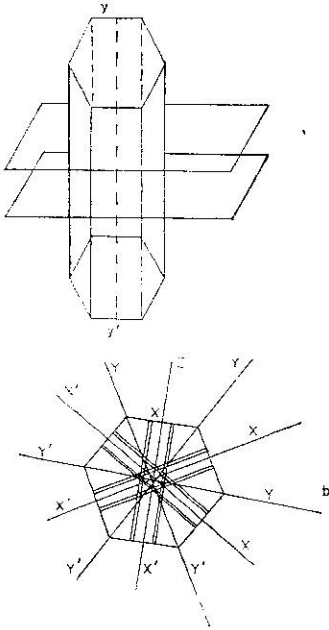
Si del prisma recto que hemos sacado consideramos los ejes Y Y' , X X' y Z Z' , y presionamos la figura según estos ejes, o según otra forma cualquiera, aparecerán los fenómenos que nos interesan sólo cuando presionemos según el eje X X' en las caras laterales opuestas; por tanto, si deseamos obtener láminas de cuarzo con estas propiedades, tendremos que sacar láminas de manera que sus caras sean paralelas a las caras laterales X X' .

Estos fenómenos fueron descubiertos por Pierre y Jacques Curie y aplicados a la producción de oscilaciones por Langevin. Los ejes Y Y' se llaman eléctricos; los X X' , mecánicos, y los Z Z' , ópticos.

Cuando la frecuencia de la corriente que se aplica a las láminas de cuarzo coincide con la vibración propia del cristal, estas vibraciones alcanzan la máxima amplitud y se dice que el cristal está en resonancia con la tensión aplicada.

En estas condiciones es cuando más estable es la frecuencia del cristal.

El cristal por sí solo equivale a un circuito serie como el de la figura 27-25, *a*. En la figura 27-25, *b*, se ha dibujado el condensador C_x , que representa la capacidad que hay entre los soportes o láminas metálicas, entre las que está el cristal. Es, por tanto, el circuito real.



ig. 27-24.

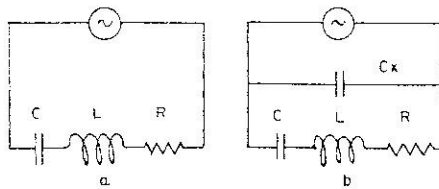


Fig. 27-25.

La resistencia R es muy pequeña, mucho menor que en los C. O. ordinarios; por ello, el cristal necesita poca realimentación para oscilar y, además, tiene un elevado Q . Un Q normal de un cuarzo puede ser de 30.000, si bien se pueden alcanzar valores del orden de los 500.000.

La frecuencia de resonancia de los cristales depende de sus características generales, aunque se puede decir que son inversamente proporcionales al espesor de la lámina de cristal. En la frecuencia también tiene gran importancia la temperatura, etc.

En todos los emisores de barcos es obligación que la frecuencia de los emisores esté controlada por cristales de cuarzo. Hay muchos modelos, según el fabricante que los hace, pero normalmente son parecidos a los dibujados en la figura 27-26. Unicamente varía el tamaño. El cristal de cuarzo se coloca entre dos láminas metálicas, que con el cristal se introducen en un recipiente completamente cerrado y que se aísla así de la temperatura y de las vibraciones exteriores. La caja donde se aloja el cristal tiene dos chapitas en contacto con las patillas y por las patillas se hace la conducción del cristal al circuito. Los cristales no soportan el paso de R. F. excesivas. Una corriente del orden de 100 mA puede romperlo.

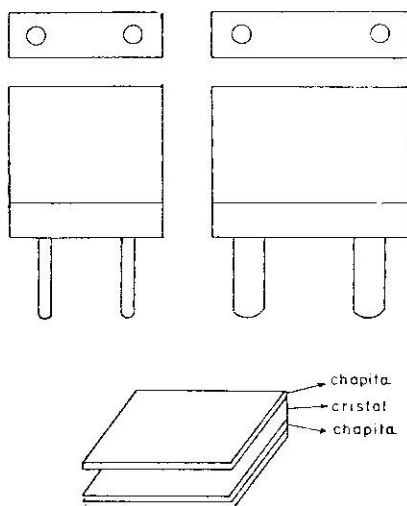


Fig. 27-26.

Cuando un cristal deja de oscilar, si lo sacamos y limpiamos bien las chapitas y los contactos, es posible que de nuevo oscile normalmente.

Osciladores controlados por cristal: placa sintonizada o Miller.

En el esquema dibujamos este tipo de oscilador que se utiliza muchísimo (fig. 27-27).

Los fenómenos son los mismos que los estudiados con placa y rejilla sintonizadas. Si la válvula es un triodo, C_r no es real: representa la capacidad entre placa y rejilla y sirve para realimentar el circuito de rejilla, que, además, por ser cristal y tener poca R , necesita poca realimentación.

Si la frecuencia es muy baja, puede ser necesario poner un C_r real. En frecuencias moderadas y con la válvula triodo, no es necesario. Lo mismo ocurre con C_g . Si la válvula fuera un pentodo, siempre es necesario un C_r real, excepto en frecuencias muy elevadas.

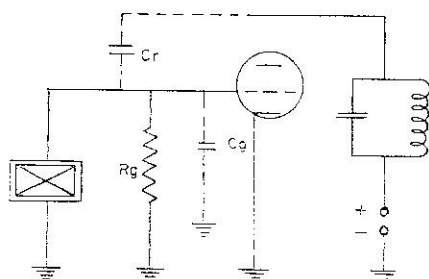


Fig. 27-27.

Recordemos que en frecuencias más bajas de la resonancia un circuito oscilante paralelo presenta impedancia inductiva, y que en frecuencias superiores, presenta impedancia capacitativa.

Si el C. O. de placa está sintonizado a una frecuencia *levemente inferior* que la resonancia del circuito, éste tendrá una impedancia inductiva que por estar en serie con la capacidad de realimentación hace disminuir esto y el circuito deja de oscilar. Por tanto, lo que se hace es sintonizar el circuito oscilante a una frecuencia *levemente superior* a la de resonancia. Esto da un poco menos de ganancia, pero si, por aumento de temperatura el acoplamiento de la carga o cualquier motivo, la frecuencia disminuye algo, estaremos en la de resonancia aproximadamente, y la válvula no dejará de oscilar.

A medida que se eleva la frecuencia, las láminas de cuarzo se hacen muy finas, y si la R. F. tiene algún valor, dejan de ser prácticas. Por ello, en frecuencias más elevadas, por ejemplo, de 12 Mc/s, lo que hacemos es hacer que el cristal trabaje en frecuencias inferiores, y después doblamos o triplicamos hasta alcanzar la frecuencia deseada. Esto en los emisores de barcos se hace en el paso separador, que además de aislar el oscilar del paso de potencia sirve para doblar la frecuencia. De esto se habló en los generados de armónicos.

Oscilador Pierce.

También llevan este circuito algunas emisoras de barcos. Lo dibujamos en la figura 27-28 y, según vemos, es similar al Hartley de la figura 27-13. La realimentación se hace por el condensador C_{rpg} .

El condensador C_g es el interior C_{gk} ; si éste no fuera suficiente, habría que ponerlo real.

Si C_{rgp} no fuera suficiente se pondría un C real.

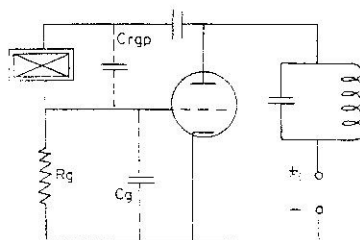


Fig. 27-28.

Oscilador puente.

En este caso, la válvula es un amplificador que realimentamos (figura 27-29). El cristal controla las frecuencias de los circuitos oscilantes y éstos, por tanto, tienen la frecuencia muy estabilizada. Se utiliza para estabilidad muy elevada.

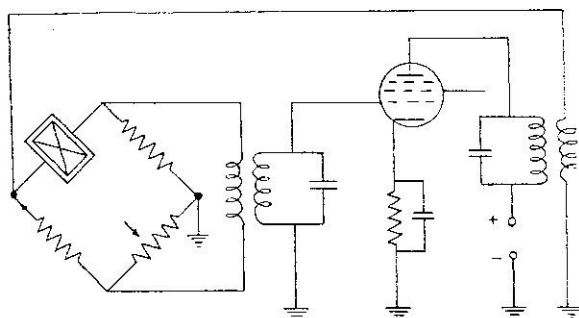


Fig. 27-29.

Sintonía de los osciladores de cristal.

Si tenemos un miliamperímetro que nos mide la corriente de placa, cuando la válvula empiece a oscilar, la corriente que mide el miliamperímetro, que es continua, da un brusco descenso (esto tiene que ser así, ya que al haber tensión y corriente de R. F. la continua disminuye porque parte se ha convertido en R. F.). Moveremos el elemento de sintonía del C. O. —normalmente un condensador— hasta que el miliamperímetro

tro marque el mínimo, lo que nos dice que el C. O. está oscilando en la frecuencia de resonancia. Como hemos dicho en la pregunta anterior, esto no es del todo conveniente porque el circuito puede dejar de oscilar si el C. O. presentara impedancia inductiva; por tanto, *después de tener el mínimo de corriente se sintoniza una frecuencia levemente superior (se pone un poco menos condensador).*

Potencia de salida y estabilidad de frecuencia en los osciladores controlados por cristal.

Según lo estudiado en el acoplamiento electrónico y en la estabilidad de frecuencias, tenemos la pregunta contestada, pues basta con poner un pentodo como oscilador con un cristal en la rejilla. Si bien para la estabilidad de un emisor es suficiente con que el circuito esté controlado por cristal, aunque la válvula sea triodo, pues el cristal puede llegar a una precisión tan elevada como una millonésima de variación, etc.

Oscilaciones parásitas.

Esta pregunta queda realmente aclarada por su enunciado. Se llaman oscilaciones parásitas las que se producen en los circuitos sin nuestros deseos. Estas oscilaciones son muy frecuentes en el circuito de potencia o salida de los emisores y son debidas a las realimentaciones entre los distintos electrodos. Ya sabemos que esto se evita neutralizando el circuito o con válvulas con rejilla a tierra y entrada entre cátodo y tierra.

Otras veces las oscilaciones tienen lugar debido a las capacidades distribuidas en las distintas partes del circuito, que con la inductancia debida a las conexiones largas, forma circuitos resonantes; por eso, con sólo acortar conexiones se logra evitar muchas oscilaciones parásitas. Es más difícil, por tanto, eliminar estas oscilaciones en frecuencia muy elevadas, en las que se necesita poca capacidad y poca inductancia para que se produzcan.

Las oscilaciones parásitas son perjudiciales porque absorben energía a costa de la energía útil.

Más peligroso que las pérdidas de energía es la producción de distorsiones, a veces de modulación, e incluso a veces producen cortocircuitos al crear fuertes arcos a tierra debido a la R. F. parásita, y hacen imposible el funcionamiento del equipo.

Estas oscilaciones se detectan fácilmente por medio de una lámpara neón. Cuanto más sensible sea la lámpara, mejor.

Para ello eliminaremos la excitación de rejilla, y damos a la placa la

tensión necesaria para que el consumo no sea excesivo. En estas condiciones vamos pasando la lamparita neón hasta que se encienda, indicándonos dónde están las oscilaciones.

Según el lugar en que se producen las oscilaciones se toman las medidas para eliminarlas.

Puede ocurrir que en equipos que están funcionando normalmente aparezcan oscilaciones. En este caso, y si los circuitos no se han alterado, estas oscilaciones son debidas a las válvulas. Ocurre a veces que una válvula no produce oscilaciones amplificando baja frecuencia en clase B y, sin embargo, produce fuertes oscilaciones si trabaja en el circuito de potencia clase C.

Nota.—Refiriéndonos a la pregunta anterior, diremos que, normalmente, no interesa que el oscilador nos dé potencia, sino que su frecuencia sea estable. Para dar potencia está el paso final.

Pues aunque el circuito de salida del oscilador sea independiente del de entrada, si el de salida tiene mucha potencia, debido a la proximidad del campo electromagnético, la salida puede afectar a la entrada.

Es conveniente que el paso que sigue al oscilador tampoco sea de potencia: conviene que sea un separador entre el oscilador y el paso de potencia. Este paso se utiliza, además, en las emisoras de onda corta como doblador.

De todas las maneras, y además de estas precauciones, en los emisores superiores a 100 W es conveniente encerrar la válvula osciladora y sus circuitos dentro de un blindaje para aislar estos circuitos lo más posible de los campos electromagnéticos de salida.

Cuando se trabaja siempre en las mismas frecuencias, el circuito que se utiliza para estabilizar las frecuencias es un oscilador de cristal. Ya hemos dicho antes que con el solo hecho de un oscilador de este tipo se obtienen variaciones menores a las diezmillonésimas, y perfeccionando el dispositivo, hasta la cienmillonésima.

Generadores de armónicos. Multiplicación de frecuencia.

Si tenemos un columpio de un niño, que está oscilando, si el niño se queda quieto y no lo impulsamos, la oscilación se va amortiguando hasta que cesa.

Si cuando está oscilando empujamos, pueden ocurrir varias cosas:

1.^a Que empujemos cuando el columpio viene hacia nosotros, y entonces lo frenamos y se para antes que si no lo tocáramos.

2.^a Que empujemos cuando se va alejando, y entonces le ayudamos, aunque no mucho.

3.^a Que le empujemos justamente cuando el columpio va a empezar a alejarse; en este caso, nuestro impulso es más efectivo, es decir, que si

nuestro brazo empuja justamente al columpio cuando éste inicia su arranque, y así indefinidamente, el columpio se mueve estupendamente, aunque nuestro impulso sea leve. En estas condiciones, el movimiento del brazo está en «resonancia» con la oscilación del columpio.

Hay una manera más de que el columpio oscile bien, y es la siguiente: en lugar de darle nuestro impulso «siempre» que el columpio va a arrancar, podemos hacerlo una vez sí y otra no, y entonces el columpio oscilará dos veces por cada impulso de nuestro brazo, y aunque la amplitud de la oscilación será menor que en el caso anterior, el columpio oscilará perfectamente.

Podemos dar nuestro impulso cada tres oscilaciones del columpio y todo marchará bien, aunque la oscilación será de menor amplitud.

Si tenemos un amplificador en clase C que tenga en la placa un C. O., éste oscilará de acuerdo con la frecuencia

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

ahora bien, para que este circuito no se amortigüe, tiene que recibir impulsos.

Si a la rejilla del amplificador le llega una señal, tendremos en los extremos del C. O. de carga impulsos de acuerdo con la frecuencia de la señal de excitación de rejilla. Ahora bien, la frecuencia del C. O. puede ser de una oscilación por impulso, o también de dos oscilaciones por impulso, o tres por impulso, etc.; por tanto, en el C. O. podemos tener una frecuencia igual a la de la señal, o doble o triple, etc.

A medida que se va aumentando la frecuencia del C. O. con respecto a la frecuencia de los impulsos la amplitud de las oscilaciones es menor.

En la figura 27-30 dibujamos cómo es la señal de excitación, los impul-

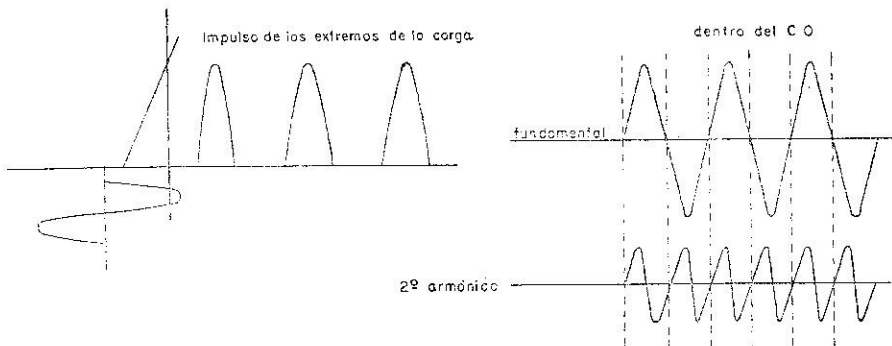


Fig. 27-30.

sos en los extremos de la carga, la oscilación dentro del circuito oscilante, etc.

La amplitud de los impulsos varía levemente al hacerlo la ω del C. O., ya que varía la carga, pues $ZL = QL\omega$, y con ello varía la amplificación de la válvula.

A un circuito de este tipo se le llama doblador de frecuencia, o triplificador, etc.

En cuanto a generador de armónicos, recordamos al estudiar los amplificadores de vídeo que dijimos que una onda cuadrada era la suma de muchas frecuencias. La mismo ocurre con los impulsos de un amplificador en clase C: que cada impulso es la composición de muchas frecuencias o armónicos.

También se puede multiplicar la frecuencia por heterodinación, pero esto se estudiará más adelante.

IDEAS GENERALES SOBRE OSCILADORES CON TRANSISTORES Y OSCILADORES PARA FRECUENCIAS MUY ALTAS

Osciladores con transistores.

Todo oscilador debe comprender un dispositivo no lineal que asegure una ganancia de potencia. Un circuito que asegure una realimentación positiva, bien interna o externa, y tenga una fuente de alimentación que produzca oscilaciones.

De acuerdo con esto, como el transistor nos asegura una ganancia no lineal, y podemos realimentarlo, podemos utilizarlo como oscilador con sólo disponer de una fuente de alimentación. Por tanto, todos los circuitos osciladores que hemos estudiado con válvulas podemos sustituirlos por osciladores con transistores. No obstante, sólo nos referiremos a unos circuitos, si bien los suficientes para comprender este capítulo.

En la figura 27-31 tenemos un Hartley. Su frecuencia de oscilación es:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L1 + L2 + 2M) C}}$$

La condición de oscilación es:

$$M = \frac{h21 L2 - L1}{1 - h21},$$

siendo $h21$ la transferencia de corriente de la entrada a la salida.

Las tres resistencias que lleva el circuito sabemos que son $R2$ y $R3$ de polarización, y $R1$ de estabilización.

El circuito es idéntico al estudiado con válvulas: el circuito oscilante está acoplado entre la entrada y la salida.

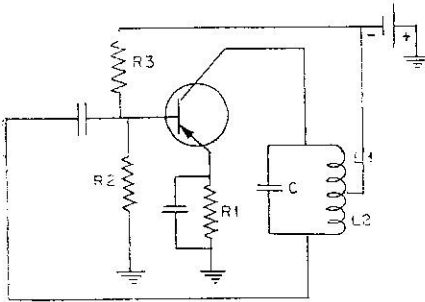


Fig. 27-31.

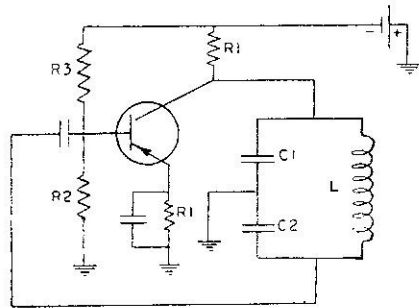


Fig. 27-32.

En la figura 27-32 tenemos un oscilador Colpitts.

RL es la resistencia de carga; las otras son de polarización y estabilización. Como en el Hartley anterior, el C. O. está entre la entrada y la salida.

$$C_t = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_t}}$$

Oscilador con realimentación R-C.

Con el mismo criterio que lo estudiado en válvulas, podemos lograr oscilaciones sin bobinas, llevando a la entrada por medio de condensadores y resistencias una realimentación apropiada (fig. 27-33).

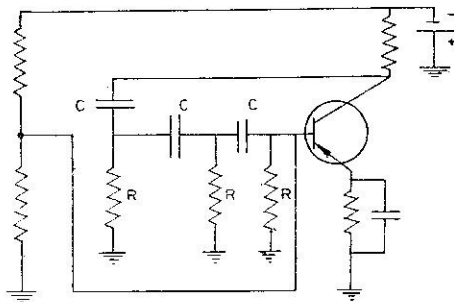


Fig. 27-33.

Cuando deseamos mayor estabilidad de frecuencias, utilizamos el oscilador controlado por cristal. En las figuras 27-34, *a* y *b*, mostramos dos circuitos de este tipo.

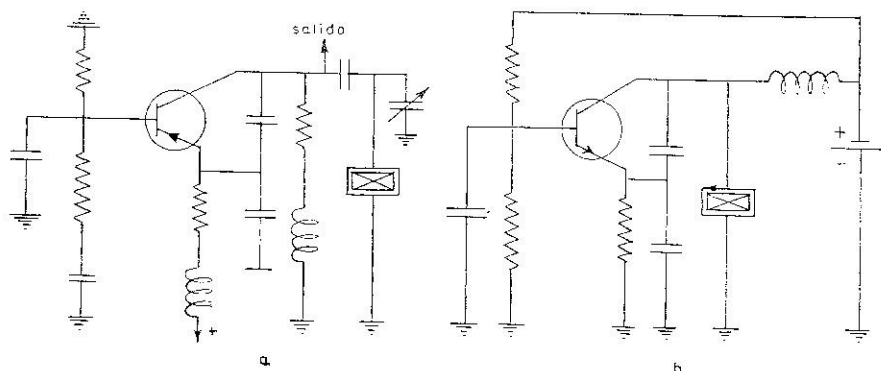


Fig. 27-34.

Los osciladores de cristal no sólo se utilizan en los emisores, sino que también se emplean en los receptores. Hay dos aplicaciones de estos osciladores en los receptores. Unos receptores que llevan cristales, pero que sólo reciben en las bandas controladas por cristal, es decir, sólo tantas frecuencias como cristales. Hay receptores de calidad, que, aunque reciben en todas las frecuencias desde un ciclo hasta 30 Ms/s, se controlan todas las frecuencias con dos o tres osciladores de cristal.

Osciladores para frecuencias muy altas.

Aparte de los osciladores para muy alta frecuencia, el klistrón y magnetrón, estudiados en otro capítulo, veremos aquí otros osciladores que se utilizan cuando la frecuencia no es tan elevada como la de los radares marinos de frecuencia de 10.000 Mc/s. La figura 27-35 es un oscilador con salida por cátodo. En este circuito, como en todos los de este tipo, no vemos bobinas ni condensadores para formar el C. O. Esto es así porque en estas elevadas frecuencias, con las capacidades de las válvulas y las inductancias de las conexiones se forman circuitos oscilantes.

El circuito tanque de rejilla y el de salida están formados por líneas en $\lambda/4$ cortocircuitadas en el extremo. De esta forma se consiguen altos Q .

Otro oscilador de este tipo lo tenemos en la figura 27-36. Tanto el C. O. de placa como el de rejilla son líneas cortocircuitadas en $\lambda/4$. Tam-

bién utilizamos una línea para pasar la energía del circuito de placa al de antena.

TL1, donde va la barra en cortocircuito, está encima de la barra en cortocircuito TL2 del tanque de placa. El acoplamiento se hace deslizando la barra en cortocircuito, auxiliándonos a la vez del condensador C.

Siempre hay que lograr el acoplamiento para la máxima transferencia de energía.

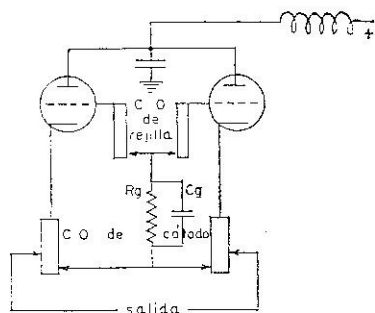


Fig. 27-35.

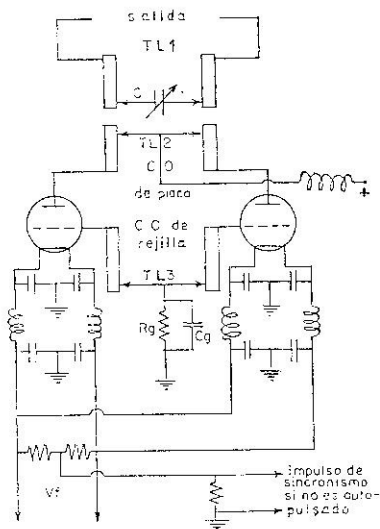


Fig. 27-36.

Cuando estos osciladores se utilizan en radar, nos interesa que oscilen un instante y después vuelvan al reposo. Esto se logra haciendo R_g grande. (Repasar lo estudiado al hablar de R_g - C_g de los osciladores.) Tenemos que según el producto $R_g \cdot C_g$ serán los tiempos de descanso y de trabajo. A estos osciladores que trabajan a impulsos se les llama *autopulsados*.

Puede ocurrir que no nos interese que sean autopulsados, sino que oscilen continuamente, en cuyo caso tendrá que ser $R_g C_g$ apropiado. Si deseamos que sean autopulsados con unos impulsos determinados se pueden poner varios valores de C y variará la recurrencia de los impulsos.

Por lo estudiado en múltiples ocasiones, sabemos que una sola válvula, en frecuencias elevadas, puede dar poca potencia; por ello se utilizan dos en contrafase, y si necesitamos más potencia, pondremos cuatro válvulas, dos a dos, en contrafase, o las que sean necesarias.

CAPITULO XXVIII

MODULACION Y DEMODULACION

MODULACION DE AMPLITUD

Onda modulada en amplitud.

Para la transmisión de mensajes por radio nos encontramos con la conveniencia de utilizar la R. F. para dicha transmisión. Los mensajes propiamente dichos suelen producirse en frecuencias mucho menores. Por ejemplo, los mensajes hablados sabemos que son ondas de B. F., así como las musicales. Transmitir estos mensajes en sus propias frecuencias resultaría difícil y, sobre todo, no es conveniente. Para solucionar este problema, lo que se hace es introducir en la R. F., que tiene buenas características para ser transmitida, las bajas frecuencias del mensaje. A este fenómeno se llama *modulación*. Hay varios tipos de modulación, o sea, de mandar un mensaje por medio de una R. F., pero en esta pregunta nos referiremos al anunciado: *modulación de amplitud*.

Como sabemos, el último paso de potencia es un amplificador clase C de R. F. En este caso es quien es modulado, o el que se modula, es decir, a este paso, que amplifica la R. F. fuertemente, le hacemos llegar la baja frecuencia para que modifique o module la R. F. de acuerdo con ella.

A la placa del amplificador clase C llegan impulsos como los de la figura 28-1, *a*.

En el C. O. de placa tendremos R. F., como señalamos en la figura 28-1, *b*. Recordemos que, aunque al C. O. le lleguen impulsos, él se encarga de convertirlos en oscilaciones, si bien la frecuencia de los impulsos debe ser la misma que la propia del C. O., o bien, el C. O. será un múltiplo de los impulsos.

Supongamos que en estas condiciones la tensión de placa la hacemos variar al ritmo de una onda de B. F., como la de la figura 28-2.

Así las cosas, los impulsos de placa que actúen sobre el circuito

oscilante serán modificados y, a su vez, también serán modificados los fenómenos del interior del C. O. Todos estos fenómenos quedan representados por las figuras 28-3, *a-d*.

- a) Impulsos en los extremos de la carga en ausencia de modulación.
- b) Señal moduladora de baja frecuencia.
- c) Impulsos en los extremos de la carga debidos a la R. F. y B. F.
- d) Onda modulada a la salida del C. O. para transferir a la antena o amplificador lineal.

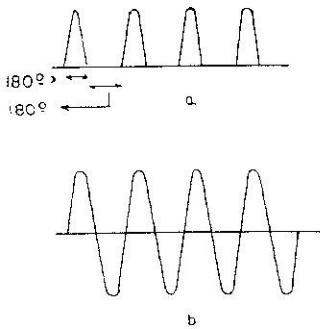


Fig. 28-1.

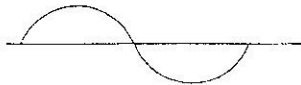


Fig. 28-2.

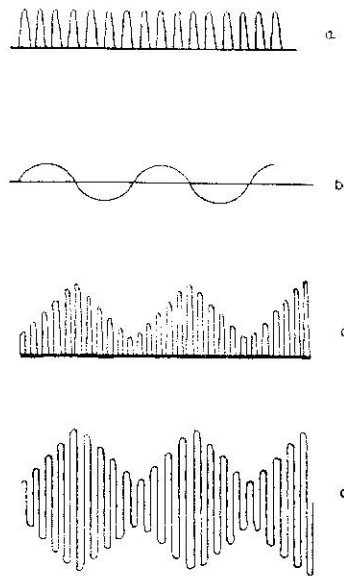


Fig. 28-3.

Como vemos en los gráficos, la señal de R. F. la variamos de acuerdo con la B. F., pero sólo en cuanto a su amplitud, pues la frecuencia es casi la misma. Por esto la R. F. se llama portadora, y la baja frecuencia, que la modula, se llama moduladora. A la resultante de la moduladora y de la portadora se le llama *onda modulada*. La onda del circuito oscilante es una onda modulada en amplitud, es decir, se ha variado la amplitud de la portadora de acuerdo con la moduladora.

La onda modulada que obtenemos en el circuito oscilante, supuesta la moduladora una onda de frecuencia baja y fija, f_m , queda analizada por la expresión:

$$e = E \sin 2\pi f_p t - \frac{m E}{2} \cos 2\pi (f_p + f_m)t + \frac{m E}{2} \cos 2\pi (f_p - f_m)t.$$

e = tensión instantánea.

E = amplitud de la portadora.

m = porcentaje de modulación (más tarde veremos su significado).

f_p = frecuencia de la portadora (frecuencia de la R. F.).

f_m = frecuencia de la moduladora.

Es decir, la onda modulada es una nueva onda, que es la resultante de tres:

1.^a De una onda que es la portadora, de amplitud E y frecuencia f_p .

2.^a Una onda de amplitud $\frac{m E}{2}$ y frecuencia $f_p + f_m$.

3.^a Una onda de amplitud $\frac{m E}{2}$ y frecuencia $f_p - f_m$.

Si, por ejemplo, la portadora tuviera una f de 1.000 Kc/s y la baja frecuencia fuese de 5 Kc/s, tendríamos una onda modulada componente de las frecuencias 1.000, 1.005 y 995 Kc/s.

Si la B. F. en lugar de ser fija fuera una onda musical, por ejemplo, que variara los 50 c/s hasta los 10.000 c/s, tendríamos las frecuencias extremas a cada lado de la portadora (en este caso, 10 Kc/s a cada lado), y entre ambos extremos estarían las demás frecuencias.

Portadora y bandas laterales.

Ya hemos visto en preguntas anteriores que, además de la portadora, en una onda modulada había otras frecuencias a ambos lados de ella. A estas frecuencias se les llama bandas laterales. Volviendo al ejemplo anterior, en que la modulación tenía una frecuencia de 5 Kc/s, y la portadora, 1.000 Kc/s, podemos dibujar la figura 28-4.

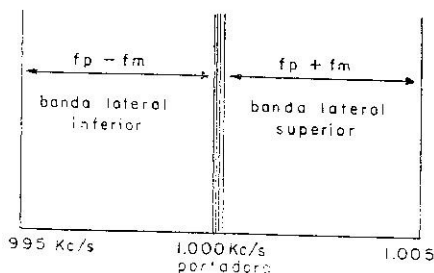


Fig. 28-4.

Podemos resumir esto diciendo que, al modular una onda portadora, introducimos a ambos lados de ella varias frecuencias, según sea la onda moduladora de B. F., y que a estas frecuencias se les llama bandas laterales, siendo una banda lateral $fp + fm$, y la otra, $fp - fm$, siendo fm la frecuencia más alta de las de B. F.

Si recibimos en un receptor de gran sensibilidad la onda del ejemplo anterior $fp = 1.000$ Kc/s y $fm = 5$ Kc/s, observamos que si sintonizamos el receptor a la frecuencia de 1.005 Kc/s no oiremos nada, pero sí se verá una onda de 1.005 Kc/s en el oscilógrafo de rayos catódicos. Lo mismo ocurrirá si sintonizamos en el receptor 995 Kc/s, no oiremos nada, pero veríamos la onda en un T. R. C. En el primer caso veremos una onda sinusoidal de amplitud $mE/2$ y frecuencia $fp + fm$; en el segundo caso, la misma amplitud, pero frecuencia $fp - fm$.

Para que la señal sea audible tenemos que transmitir la portadora, o bien, si no la transmitimos, hay que incorporarla al receptor por medio de un oscilador de batido.

Coefficiente de modulación.

En las figuras 28-5, *a* y *b*, las curvas *a* son una onda modulada en amplitud por una portadora de igual amplitud que la moduladora; es

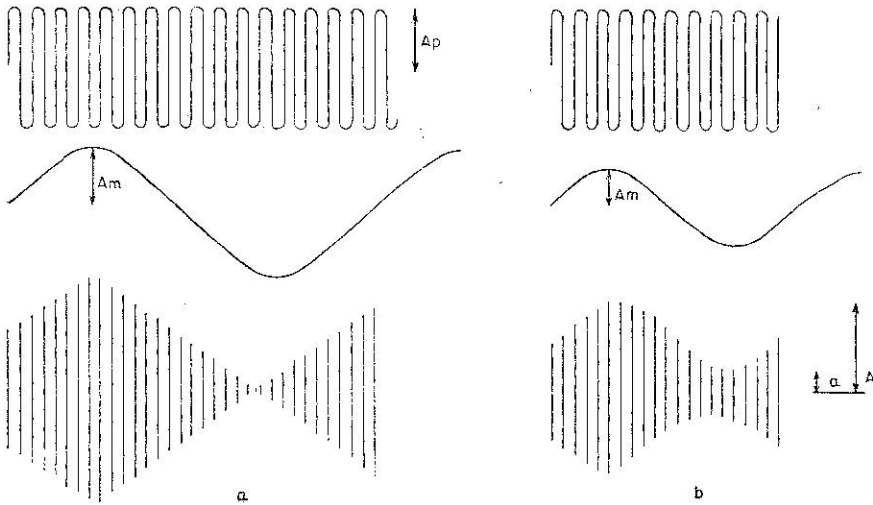


Fig. 28-5.

decir, $Ap = Am$. En las curvas b , la amplitud de la portadora es mayor que la amplitud de la moduladora; es decir, $Ap > Am$.

Se llama coeficiente de modulación a la relación entre la amplitud de la onda moduladora y la portadora, y lo representamos por m .

$$m = \frac{Am}{Ap}$$

A este coeficiente también se le llama profundidad de modulación y se expresa en tanto por ciento.

El nivel de modulación o porcentaje de modulación o profundidad de modulación también puede expresarse según la onda modulada, y según la figura 28-5, b .

$$m = \frac{A - a}{A + a},$$

siendo A la amplitud máxima de la onda modulada y a la amplitud de dicha onda. Si la modulación es del 100 por 100, o sea, $m = 1$ y $Ap = Am$, las amplitudes de las ondas portadora y moduladora son iguales. En estas condiciones de modulación es cuando el paso de potencia en clase C nos da el máximo de potencia.

En la práctica y en las comunicaciones entre barcos, donde hay muchas interferencias, se observa que se hacen mejores comunicaciones con equipos que modulan bien, que con equipos de más potencia con peor modulación.

El más alto nivel de modulación es del 100 por 100, y es cuando $Ap = Am$; si Am es mayor que Ap , hay sobremodulación y gran distorsión.

Reparto de energía.

Dijimos antes que la onda modulada en amplitud está formada por tres ondas de amplitudes de tensión E , la portadora, y $mE/2$, cada banda lateral. Si hacemos los valores medios, tanto en tensiones como en intensidades, y teniendo en cuenta que para la obtención de potencia necesitamos valores eficaces, podemos escribir:

$$E \text{ media ef} = \sqrt{E^2 \text{ef} + \frac{m^2 E^2 \text{ef}}{4} + \frac{m^2 E^2 \text{ef}}{4}} = E \text{ef} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}},$$

$$I \text{ media ef} = \sqrt{I^2 \text{ef} + \frac{m^2 I^2 \text{ef}}{4} + \frac{m^2 I^2 \text{ef}}{4}} = I \text{ef} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}},$$

Potencia media = E media eficaz.

$$I \text{ media eficaz} = E_{ef} \cdot I_{ef} \left(+ \frac{m^2}{2} \right).$$

Como $E_{ef} \cdot I_{ef}$ = Potencia en portadora, Pop , nos queda:

$$P \text{ media} = Pop \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) = Pop + Pop \frac{m^2}{2}. \quad (1)$$

En el segundo sumando de (1) es el incremento de potencia debido a la modulación. La potencia en las bandas laterales es, por tanto,

$$Pop \frac{m^2}{2}$$

en las dos bandas, y en una sola

$$Pop \frac{m^2}{4}.$$

A esta conclusión se podía haber llegado fácilmente teniendo en cuenta que las amplitudes de las ondas eran E , $mE/2$ y $mE/2$, y como las potencias son proporcionales a los cuadrados de las tensiones, tenemos que si la potencia en portadora es Pop , en cada banda será:

$$Pop \frac{m^2}{4}.$$

Nota.—Si una antena está recorrida por la corriente de una onda modulada en amplitud, la potencia en antena será I_{ef} media al cuadrado por la resistencia de radiación de la antena.

Como sabemos por lo estudiado en amplificadores en clase C, y por lo dicho en este capítulo, el amplificador en clase C es quien saca la potencia de la portadora del generador de C. C. El modulador nos da la potencia de las bandas laterales.

Distorsión.

Para que no haya distorsión, la amplitud de la modulación deberá ser menor o, como máximo, igual que la de la portadora. Es decir, el porcentaje de modulación no será superior al 100 por 100.

En todos los casos, el circuito tanque de placa deberá tener un ancho de banda para que además de la portadora pasen las bandas laterales con la misma amplificación; en caso contrario, se amplificarán más unas frecuencias que otras y habrá distorsión.

Si la profundidad de modulación es muy inferior al 100 por 100, ocurre que cualquier ruido o interferencia enmascara la señal y es difícil entenderse.

La mayor distorsión de las ondas en amplitud tiene lugar en la recepción y cualquier señal, como son los atmosféricos y los ruidos que entran por la antena de otros orígenes, así como los generados por el receptor, modifican la modulación de amplitud distorsionándola.

Sistema de modulación de amplitud. Modulación en placa. Modulación en rejilla.

Hay muchas maneras de modular en amplitud una onda portadora. Una de las más frecuentes es la modulación en placa, como se muestra en las figuras 28-6, *a* y *b*. La alta tensión efectiva que hay en placa está

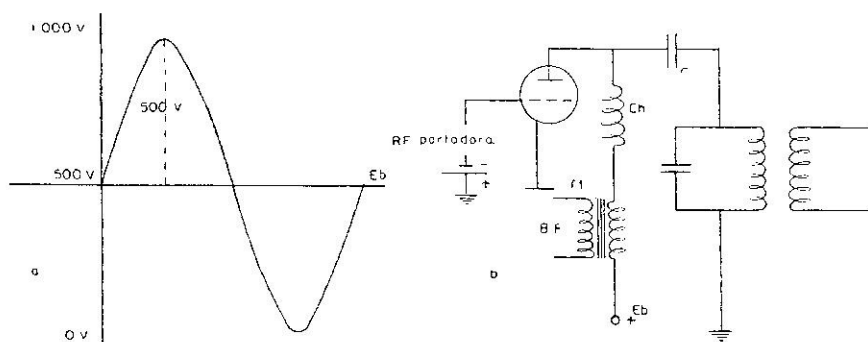


Fig. 28-6.

modificada según la tensión alterna que nos da el transformador de B. F. (a este transformador se le llama de modulación). Por ejemplo, si la fuente de alimentación tuviera $E_b = 500 \text{ V}$ y la tensión alterna de B. F. tuviera 500 V de amplitud, la tensión efectiva en la placa variará de cero a 1.000 V.

El choque CH evita que la radiofrecuencia se cierre por la fuente de alimentación, y así tiene que cerrarse por el C. O., que es la carga de la válvula. El condensador C bloquea la C. C. y evita que vaya a tierra por la bobina del C. O.

Repetimos que la alta tensión se aplica a la placa del amplificador final a través del secundario del transformador T_1 (transformador de

modulación); por tanto, la tensión efectiva de placa varía de acuerdo con la tensión de B. F. que entra en $T1$.

La modulación tiene lugar en este paso: el modulado. Al conjunto de válvula que amplifican la baja frecuencia se le llama modulador, si bien dichas válvulas no modulan; quien lo hace es la tensión de B. F., que dichas válvulas amplifican.

Hay muchos circuitos para cumplir esta realización; por ello no detallaremos ninguno, si bien diremos algunas generalidades de todos ellos.

Una válvula modulada en placa deberá ser capaz de dar una tensión variable de salida proporcional a las variaciones de la tensión efectiva de placa, aunque ésta varíe de cero a un potencial doble del de la fuente de alimentación (modulación, 100 por 100). Para ello, la válvula será pentodo.

Para este objeto habrá que actuar sobre la polarización de rejilla, sobre la excitación de rejilla y sobre la carga del circuito tanque.

Cuando la onda modulada tiene un mínimo, hay la mínima tensión efectiva en la placa, y como la excitación de rejilla es elevada (estamos en clase C), tenemos una fuerte corriente de rejilla. Esto hay que evitarlo. Para ello, aparte de la polarización fija, ponemos parte o toda la polarización por escape de rejilla (de esto se habló largamente en el estudio de los osciladores).

El condensador que deriva la resistencia de escape de rejilla deberá tener alta reactancia para las frecuencias más elevadas de la onda modulada. Así las cosas, la polarización de la válvula va siguiendo la modulación. La polarización será mayor en los mínimos de la onda modulada y menor en los máximos.

Para el cálculo de potencia de un amplificador modulado en placa podemos decir que el amplificador da en potencia portadora, la quedaría si estuviera sin modular, y a esta potencia hay que añadirle la de las bandas laterales que proporciona el modulador:

$$W \text{ media modulada} = W_{op} + W_{op} \frac{m^2}{2}.$$

Amplificador modulado en rejilla.

Hay muchas maneras de modular en rejilla. En la figura 28-7 tenemos una de ellas. El condensador C es indispensable, para que la R. F. no pase por el secundario del transformador de B. F., con lo que se atenuaría.

La polarización de rejilla y la excitación quedan afectadas por la tensión de baja frecuencia del modulador.

Entre placa y cátodo obtenemos una onda modulada, como en el caso de la modulación en placa. Comparando este circuito con el es-

MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN

tudiado en la modulación de placa, veremos unas diferencias esenciales que a veces pueden hacer útil el empleo de unos u otros circuitos.

En la modulación de placa necesitamos que la amplitud de la moduladora sea muy elevada para poder variar la tensión efectiva de placa de cero hasta el doble de la fuente de alimentación. Esto requiere *un modulador de potencia*.

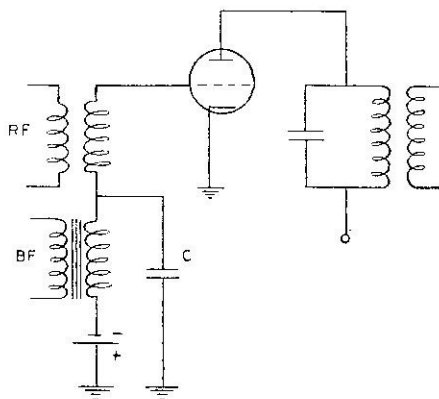


Fig. 28-7.

Para obtener la misma modulación en rejilla necesitamos una amplitud de B. F. mucho menor, ya que la excitación de rejilla sobre la que hay que influir en este caso es menor que los valores que tenemos en la placa.

Tiene un gran inconveniente la modulación en rejilla, y es que la válvula tiene mal rendimiento. La potencia obtenida así es cuatro veces menor que la obtenida en la placa. Otra ventaja de la modulación en placa es que es más lineal, ya que las variaciones o distorsiones en el circuito de rejilla quedan amplificadas en el de placa.

Resumiendo, que, excepto en un caso especial, no se utiliza la modulación en rejilla.

Modulación en pantalla.

Para modular en placa un amplificador clase C sabemos que es necesario que el modulador dé una tensión que haga llegar hasta cero la tensión efectiva de la placa. En la pantalla podemos gobernar la válvula con menos variaciones de tensión (recordar que la corriente que salía del cátodo en los pentodos era gobernada por la pantalla), lo que

nos permite modular cuando el modulador no da suficiente tensión de B. F. como para modular en placa (fig. 28-8).

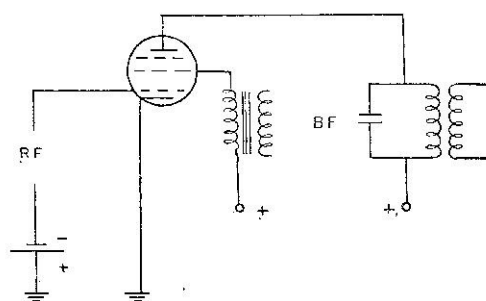


Fig. 28-8.

Modulación en supresora.

Este sistema también puede utilizarse (fig. 28-9). Su ventaja es poder modular con pequeña potencia moduladora. El circuito de la figura explica el fenómeno. Hay que tener en cuenta que tenemos que polarizar la supresora negativamente y que, para que la pantalla no reciba una corriente excesiva en el semiciclo positivo del modulador, tendrá que llevar menos potencial que la placa.

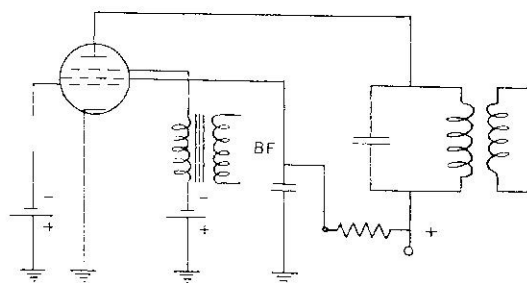


Fig. 28-9.

Modulación por cátodo.

En este caso (fig. 28-10) la tensión de B. F. se aplica entre cátodo y tierra, y, por tanto, variarán todos los electrodos su tensión con respecto al cátodo, ya que todos están puestos a tierra.

El que esté acostumbrado a ver equipos de barcos se encontrará que todos son modulados en placa.

No obstante, a medida que avanza la técnica esto va variando. Ya hay equipos de gran calidad que modulan en niveles muy bajos, en cuyo caso puede ser útil la modulación por cátodo o cualquier otro medio. Estos equipos, después llevan los amplificadores lineales necesarios hasta alcanzar la potencia deseada.

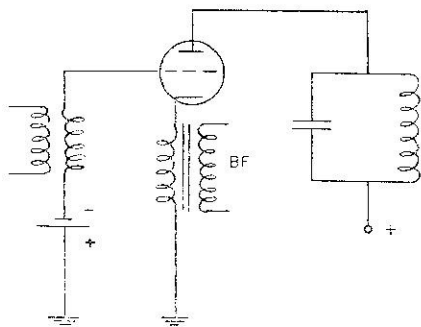


Fig. 28-10.

Modulación simultánea placa-pantalla.

Si en la modulación de placa se utilizan pentodos o tetrodos de haces dirigidos ocurre que, durante el tiempo que la tensión efectiva de placa se hace cero, o valores próximos a cero, la corriente en pantalla se hace excesiva.

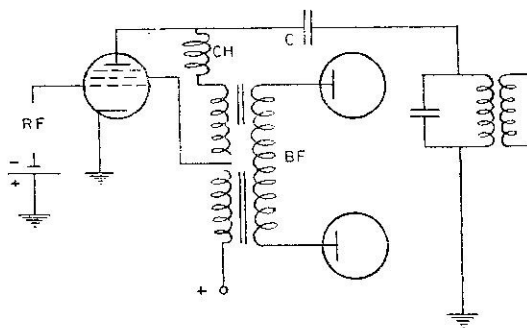


Fig. 28-11.

Esto se puede evitar modulando a la vez en la pantalla y en la placa. Hay muchos dispositivos prácticos que utilizan este sistema, si bien con diferentes maneras y circuitos (fig. 28-11).

Con transistores también hay muchos dispositivos para modular una portadora, aunque sólo dibujamos dos circuitos para que el alumno sepa la existencia de tales circuitos y cuyo funcionamiento cualitativo es fácil comprender. No estudiamos aquí los valores de los distintos elementos, así como los parámetros apropiados, por no alargar este texto y porque, además, los circuitos básicos de transistores no los hemos analizado lo suficiente. Por ello nos limitamos a dibujar dos circuitos que completan el capítulo sobre modulación de amplitud (figs. 28-12, *a* y *b*). (R. F. es portadora, y B. F., moduladora; la salida es modulada.)

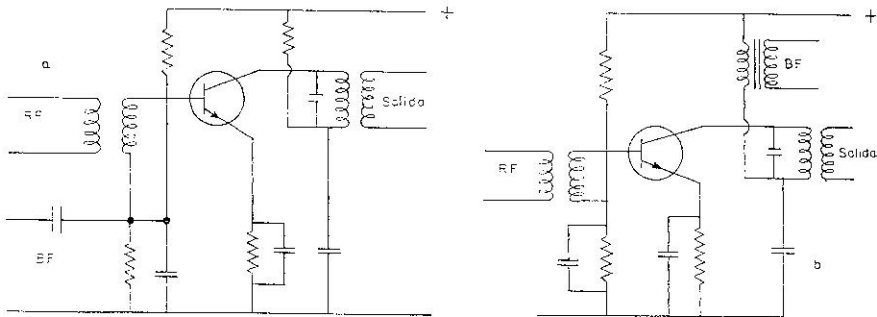


Fig. 28-12.

CAPITULO XXIX

DETECCION DE ONDAS MODULADAS EN AMPLITUD. TRASLACION DE FRECUENCIAS: DETECCION O DEMODULACION.

Detección de ondas moduladas en amplitud. Detección con diodos y triodos. Circuitos básicos y prácticos.

El concepto de detección, en electrónica, es el mismo que en lenguaje vulgar. Detectar, en radio, es sacar un mensaje entre una serie de señales que le acompañan.

Hemos dicho en secciones anteriores que la modulación consistía en mezclar un mensaje con otras señales para ser transmitido. Detección es el fenómeno recíproco de la modulación, es decir, sacar el mensaje de las señales que recibimos. Por ello, a la detección también se le llama demodulación. Sin embargo, la palabra correcta es detección, ya que esta palabra explica de una manera clara el fenómeno que tiene lugar.

Como en la modulación sólo nos hemos referido a la modulación de amplitud, ahora nos referiremos a la detección de un mensaje en una onda en amplitud.

El diodo nos servirá de base para el estudio de los demás detectores. Supongamos que aplicamos al diodo (en la fig. 29-1, *a*, entre *C* y *D*) una

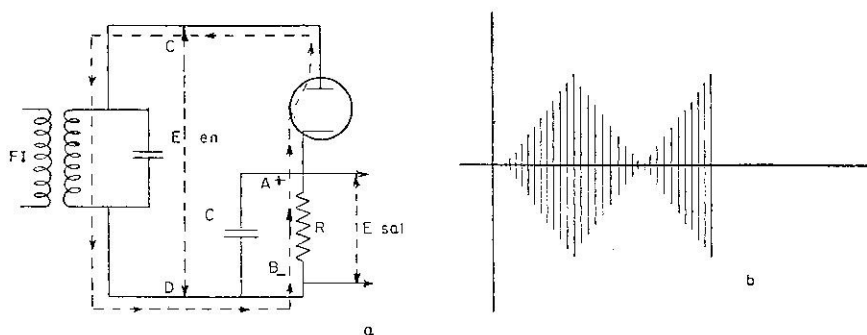


Fig. 29-1.

onda modulada en amplitud, como la de la figura 29-1, *b*, que queda aplicada entre placa y cátodo del diodo. Sabemos que el diodo sólo es conductor cuando la placa es más positiva que el cátodo. Cuando el diodo conduce habrá un paso de electrones del cátodo a la placa, según señalamos en la figura, volverán al cátodo por *R* y habrá una caída de potencial entre *A* y *B*. Esta caída de potencial será igual a $I \cdot R$, siendo *I* la corriente de electrones.

Teniendo en cuenta la onda modulada de la figura 29-2, sólo habrá corriente en el diodo durante la parte positiva de la onda modulada, es decir, según esta nueva figura. Como la amplitud de la onda no es constante, tampoco lo será el potencial que aplicamos entre cátodo y placa del diodo y, por tanto, la corriente variará según sea, mayor o menor, la tensión y tendremos una corriente media según la curva inferior de la figura 29-2, que, como vemos, representa la B. F. que trae el mensaje

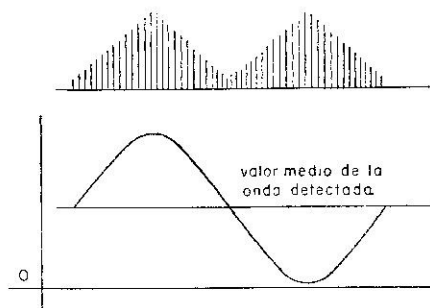


Fig. 29-2.

y con la cual modulamos el emisor. Por tanto, hemos sacado el mensaje de la onda modulada, lo hemos detectado. La tensión en los extremos de la resistencia puede ocurrir que no tenga fuerza para actuar sobre un altavoz o sobre un tubo de rayos catódicos. Entonces se amplifica lo necesario con amplificadores de tensión, y finalmente, con un paso de potencia.

Si el diodo estuviera invertido sacaríamos los semiciclos negativos. Esto aquí no interesa, pero puede ser útil en televisión.

El condensador *C* está puesto para que las radiofrecuencias que acompañan a la corriente que sale del detector se cierran por él. Sabemos que el condensador no opone obstáculos a las radiofrecuencias, a las que no ofrece ninguna resistencia; en cambio, bloquea las bajas frecuencias, de manera que éstas pasan mejor por *R*.

En la práctica, y en una sola ampolla, viene el diodo detector y un triodo amplificador. En la figura 29-3 dibujamos el camino de los elec-

trones en el circuito. Estos electrones pasan por R , en la que crean una diferencia de potencial que llevamos a la rejilla de la válvula amplificadora. Esta resistencia, en la práctica, es variable (un potenciómetro), es decir, que a la rejilla sólo llevamos la tensión que cae entre los puntos M y A . Según el punto M se acerque más o menos al A , cogemos menos o más tensión para llevarnos a la rejilla. En los receptores, a esta resistencia variable o potenciómetro se le llama control de volumen. La rejilla está puesta al punto A a través de R_g y tierra y, por tanto, repetimos, nos llevamos la tensión entre los puntos A y M .

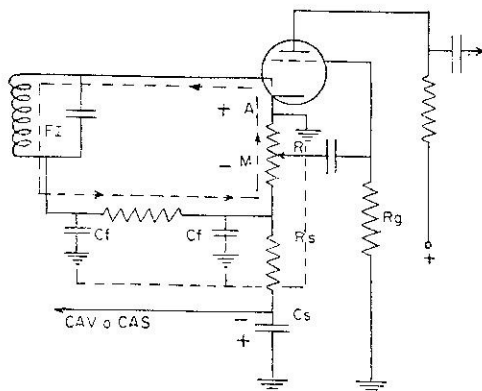


Fig. 29-3.

El condensador C_s se cargará por R_s y con la armadura inferior positiva, puesto que está unida a A , y la superior, negativa, porque va a M ; luego el punto C. A. V. o C. A. S. (Control Automático de Volumen o Control Automático de Sensibilidad) es negativo con respecto a tierra. Este punto se lleva a las rejillas de las primeras válvulas del receptor y actúa automáticamente de control de volumen o sensibilidad. Si llega una señal fuerte, el detector diodo dará más corriente y más negativo será el punto de C. A. V. o C. A. S., y como va a las rejillas de las primeras válvulas, más negativas hará las rejillas y hará que amplifiquen menos. Cuando lleguen señales débiles, hará el diodo que dicho punto sea poco negativo y no actuará en las válvulas de entrada.

La corriente de R. F. se cierra por los condensadores C_f , se va a tierra y vuelve por tierra al cátodo, pero sin pasar por R, entran al cátodo por A.

Como un diodo de germanio o silicio sólo conduce en un sentido.

(cuando tiene polaridad directa), resulta que es un buen detector: es lo mismo que el diodo termiónico, pero no necesita calentar ningún filamento.

Detectores de triodo.

Supongamos un triodo polarizado para trabajar en clase B. Sólo habrá corriente de placa cuando la rejilla sea menos negativa que el corte, y si la tensión aplicada a la rejilla es una onda modulada en amplitud, en placa tendremos los impulsos que mostramos en la figura 29-4 y cuyo valor medio es la B. F.

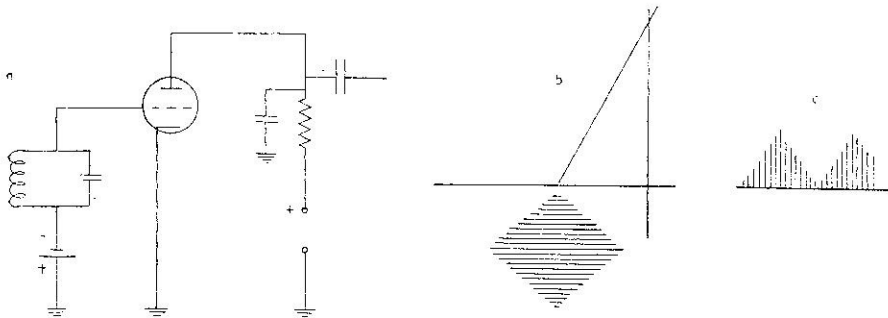


Fig. 29-4.

Sin polarizar la válvula podemos obtener los mismos fines, basta con poner R_g - C_g . El objeto de éstos nos es muy conocido. Como la válvula no está polarizada, al hacerse la rejilla positiva tenemos corriente de rejilla. Esto es un instante, ya que la válvula entonces se corta. El condensador C_g se carga para seguidamente empezar a descargarse, siendo el tiempo de estos fenómenos el que mantiene la polarización de la válvula, el tiempo apropiado de acuerdo con el producto $R_g \cdot C_g$ (fig. 29-5).

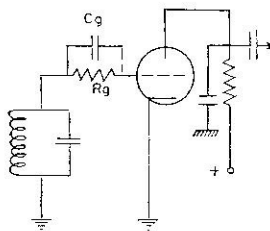


Fig. 29-5.

Este detector es muy sensible, pues a la vez que detecta, la válvula amplifica. Tiene el inconveniente, como en todos los casos que se actúa sobre la rejilla, que también los errores se amplifican.

Los valores de $C_g \cdot R_g$ deberán ser bien calculados, ya que ellos son quienes gobiernan la válvula.

Distorsión y causas que la produce en la detección de amplitud.

La mayor distorsión en este tipo de detección es debida a recortes no deseados de la envolvente de modulación, sobre todo en la parte negativa.

Para que la reproducción sea fiel a la envolvente de modulación en un detector por diodo tiene que verificarse que $m_{\max} = ZL/R_i$, siendo ZL impedancia de carga a la onda modulada, y R_i , resistencia de carga a las corrientes rectificadas, o sea, continuas.

Cuanto más nos alejamos de esta relación, más distorsión habrá, si bien, teniendo en cuenta el rendimiento, nos interesan otras relaciones, siempre que sea admisible la distorsión.

Si la detección es por triodo, puede producirse distorsión debido a que en el instante en que la rejilla se hace positiva, puede ser tan fuerte la corriente de la placa que la válvula se sature y recorte la parte superior de la envolvente de modulación.

A veces, en los circuitos sintonizados de entrada (último paso de F. I.) se producen mayores amplificaciones en las frecuencias centrales que en los extremos de las bandas laterales. Esto debe evitarse.

En el caso del diodo, donde la carga está formada por R y C , la relación ZL/R_i no se mantiene constante en todas las frecuencias, ya que varía X_c con las frecuencias y, por tanto, ZL . Esto no tiene gran importancia cuando la banda es estrecha, es decir, para frecuencias parecidas, como ocurre en la radiodifusión modulada en amplitud. En cambio, tiene gran importancia cuando hace falta que pase un ancho de banda considerable, como ocurre en televisión, etc. Entonces tenemos que para la f alta, ZL es baja, y hay que procurar que en dichas frecuencias no caiga de ciertos valores. En este caso conviene R baja, etcétera.

Detectores superregenerativos.

En la figura 29-6 tenemos un circuito típico, que nos recuerda un oscilador y que lo sería si en la placa no hubiésemos dibujado un generador de corriente alterna. De esta manera, en ausencia de señal, ten-

dremos oscilaciones según sean los valores de R_g y C_g , durante el ciclo que la tensión de placa sea positiva. Cuando la placa sea negativa también puede haber oscilaciones, según sea el producto $C_g \cdot R_g$ y el tiempo que sea la placa negativa.

En estas condiciones, cuando llega una señal de una onda modulada en amplitud tendremos, que si se ajusta el circuito para que sólo haya corriente en la válvula durante los ciclos de la envolvente de modulación positiva, detección, como en el caso sencillo del diodo. En general, este circuito es muy poco práctico, pues la frecuencia de salida es diferente de la de entrada y, además, da muchos silbidos, siendo también su sintonía difícil. La sintonía se complica porque normalmente hay que mover dos mandos: el de sintonía y el de regeneración.

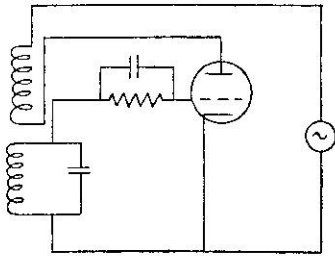


Fig. 29-6.

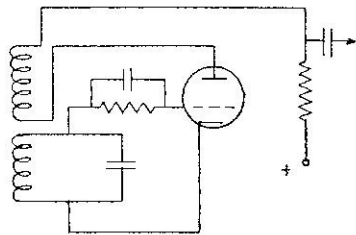


Fig. 29-7.

Se puede lograr regeneración sin necesidad de tener en la placa una tensión variable, como se muestra en la figura 29-7, que es sencillamente un oscilador. Como en el anterior, en este aparato se oyen fuertes silbidos. En los barcos, estos detectores no se utilizan en los receptores, aunque hace unos años eran los únicos que se empleaban.

Este circuito es idéntico a un oscilador. Luego la válvula se corta a veces, que es cuando detecta.

Traslación de frecuencias. Aplicaciones.

Es útil a veces obtener una determinada frecuencia a partir de otra dada, es decir, conviene trasladar una frecuencia a otra sin que pierda sus características.

Esto es esencial en recepción, y al fenómeno se le llama heterodínación.

En los receptores es normal la amplificación, por medio de varios pasos amplificadores, y sería complicado tener que sintonizarlos uno

DETECCIÓN DE ONDAS MODULADAS EN AMPLITUD

a uno. Para evitar esto, trasladamos la frecuencia de la señal, E_s , a otra determinada de antemano y llamada frecuencia intermedia. De esta manera, el receptor viene ya sintonizado de fábrica a esta frecuencia determinada. Estos detalles se estudian en lecciones siguientes.

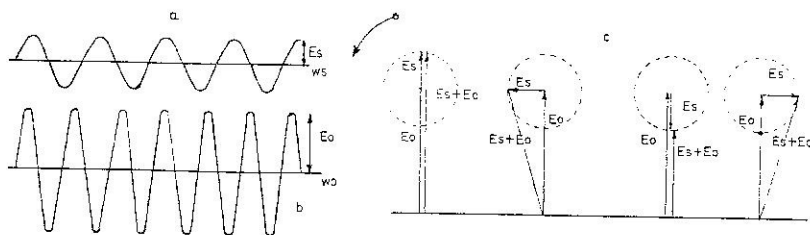


Fig. 29-8.

Si tenemos dos ondas como las de las figuras 29-8, *a* y *b*, de amplitudes E_s y E_o , y de pulsaciones ω_s y ω_o , y las llevamos a una misma válvula, obtenemos, entre otras, una onda de frecuencia igual a la diferencia de las frecuencias f_o y f_s .

La amplitud de la envolvente de frecuencias $f_o - f_s$ viene dada por la expresión:

$$\sqrt{E_o^2 + E_s^2 + 2E_oE_s \cos(\omega_o - \omega_s)t + \alpha}.$$

Si E_s fuera la señal que entra en un receptor de radiodifusión o televisión, etc., sería muy pequeña frente a E_o , y la ecuación anterior podemos escribirla:

$$E_o \left[1 + \frac{E_s}{E_o} \cos(\omega_o - \omega_s)t + \alpha \right].$$

Expresión que nos dice que la amplitud de la onda diferencia sigue el mismo ritmo que la de la señal E_s y que únicamente varía su frecuencia.

Es decir, la onda conserva todas las características que tenía la señal, excepto la frecuencia, que ahora es $f_o - f_s$. Estos fenómenos no deben confundirse con los de modulación, ya que, aunque hay en ambos casos una envolvente, los fenómenos son diferentes. E_o deberá ser mayor que E_s , por lo menos $E_o = 10 E_s$.

Circuitos mezcladores y convertidores con válvulas. Transconductancia de conversión.

Estos circuitos tienen por objeto trasladar la frecuencia de la señal a otra convenida de antemano. A este fenómeno se le llama *heterodinación*. Cuando la tensión que llega por la antena se combina con la del oscilador local, a la válvula donde tiene lugar la mezcla de ambas frecuencias se la llama *convertora de frecuencias*. De la conversión sale una frecuencia llamada *frecuencia intermedia*, F. I. Ya hemos dicho que la sintonía de la F. I. es fija. Después, se amplifica esta señal; luego, se detecta; sacamos la B. F., la amplificamos y se lleva al altavoz. A los pasos que consiguen o logran la F. I. se les llama *convertores o mezcladores*.

Cuando el oscilador local está separado de la válvula, a ésta se le suele llamar *mezcladora*. Cuando el oscilador está en la misma válvula en la que se hace la conversión de frecuencias se le llama *convertora*. Como se ve, es difícil distinguir entre mezcladora y convertora. Las válvulas convertoras llevan varias rejillas y también se las llama *multirrejillas*.

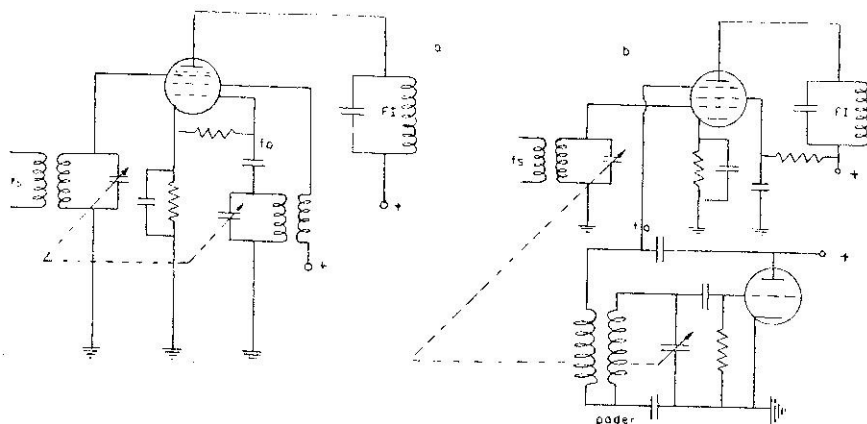


Fig. 29-9.

En la práctica hay circuitos muy variados. En la figura 29-9 dibujamos sólo dos, que se explican fácilmente. En ambos casos vemos que la tensión del oscilador local controla la eficacia entre la rejilla de control, donde llega la señal, y la placa, es decir, controla la conductancia de rejilla a placa; por ello, esta transconductancia varía con la frecuencia en función del tiempo.

En ambos circuitos tenemos en la placa un C. O. sintonizado a la

DETECCIÓN DE ONDAS MODULADAS EN AMPLITUD

frecuencia diferencia entre f_o y f_s ; por ello, aunque en la conversión hay otras frecuencias, sólo pasa la frecuencia a que está sintonizado el C. O. de placa.

La R_i de la conversora es muy grande. Ya se habló de esto en los pentodos; luego al colocarle más rejillas crece R_i y se hace elevada, y como en los pentodos tenemos $I_{aL} = g_m \cdot E_{ag}$; $E_{aL} = g_{mi} \cdot E_{ag} \cdot ZL$; $A = g_m \cdot ZL$, siendo g_m transconductancia de conversión, o sea, g_{mc} .

En este gráfico (fig. 29-10) vemos cómo varía la transconductancia de una válvula conversora, y si llamamos g_{mc} , tenemos:

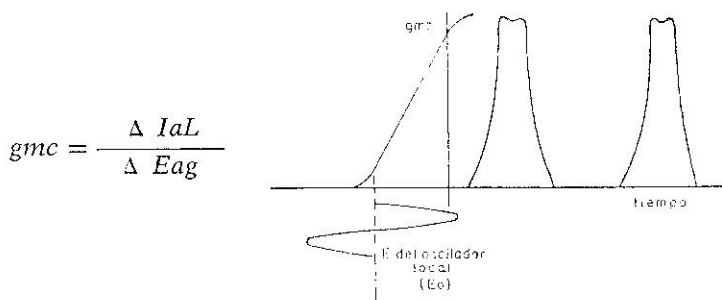


Fig. 29-10.

para todas las tensiones constantes.

Según la figura, vemos que la transconductancia se asemeja a una onda cuadrada. Este valor depende, como se muestra en la figura, de la polarización de la válvula y de la excitación del oscilador local.

g_{mc} sería máxima si la válvula estuviera polarizada al corte y E_{ao} (tensión del oscilador) fuera igual a la tensión de polarización. En la práctica se le da a g_{mc} el 25 ó 30 por 100 del valor máximo.

El oscilador local puede ser cualquier circuito estudiado en el capítulo de osciladores.

Ruido en las válvulas mezcladoras.

Según lo explicado en varias ocasiones, la mínima señal que se puede amplificar queda determinada por el ruido. Esto mismo ocurre en la válvula conversora, donde la mínima señal está limitada por el ruido de la válvula. Si pensamos un poco, las vicisitudes y los campos diferentes que tienen que atravesar los electrones en su camino del cátodo a la placa será fácil comprender que en una válvula conversora

son muchos; por ello, los electrones sufren alteraciones que finalmente quedan reflejadas en la placa en forma de ruidos.

El ruido se calcula en ausencia de señal y teniendo en cuenta las variaciones de la tensión de placa según la señal del oscilador local. El resultado se expresa por medio de una Req al ruido (fig. 29-11). La Req se pone en serie con el circuito de la señal a la entrada de la válvula. La Req , en las mezcladoras y conversoras, viene dada por la expresión:

$$Re = \frac{20 Ib}{g^2 mc \cdot Isp} (Isp - Ib),$$

siendo Ib corriente continua de placa, e Isp , corriente total espacial.

El ruido es un dato importante, pero viene dado por el fabricante

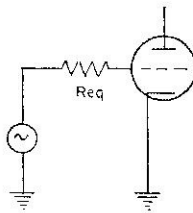


Fig. 29-11.

Mezcladores con diodos de cristal.

En frecuencias superiores a los 1.000 Mc/s se utiliza como mezclador el cristal de silicio. El tiempo de tránsito impide utilizar las válvulas de vacío, incluso los diodos.

Al elegir el cristal hay que tener en cuenta que en estas frecuencias elevadas el receptor no lleva paso amplificador antes de la conversión, para evitar los ruidos que en estas frecuencias produciría dicho paso. Por tanto, el mezclador de cristal es el primer paso y hay que procurar que el ruido sea mínimo. Para estos fines, el silicio presenta ventajas sobre el germanio, por tener baja pendiente de conversión, *bajo nivel de ruidos*, poder soportar más las sobrecargas momentáneas y el mantenimiento de la frecuencia por muy alta que ésta sea.

En la figura 29-12 mostramos un circuito típico en el que la onda combinada se rectifica. La salida de cristal comprende varias frecuencias armónicas, incluso de la frecuencia del oscilador local (si es en radar, el oscilador local es el klistrón reflejo). También hay una fre-

DETECCIÓN DE ONDAS MODULADAS EN AMPLITUD

cuencia diferencia de ambas frecuencias, que es a la que sintonizamos el C. O. de frecuencia intermedia. El cristal conviene que sea un diodo de puntas, ya que el de unión tendría demasiada capacidad. (Cuando en radar sintonizamos el klistrón, lo que hacemos es dejar una F. I. igual a la F. I. a la que están sintonizados los tanques de F. I. del receptor.)

En televisión, en U. H. F. también puede ser conveniente utilizar diodo de cristal; es un poco más caro, pero da menos ruidos.

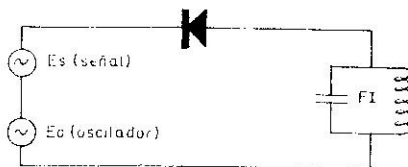


Fig. 29-12.

CAPITULO XXX

MODULACION DE FRECUENCIA Y FASE DE MODULACION

Ondas moduladas en frecuencia.

Supongamos que tenemos una onda sinusoidal de pulsación ω y de fase constante φ_0 . Esta onda quedará determinada por la ecuación $E = E_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$. Siendo E una función del tiempo $E = f(t)$.

Sabemos que $f = \omega/2\pi$. Los valores instantáneos de la pulsación y de la frecuencia vienen dados por:

$$\omega i = \frac{d\varphi}{dt} \quad f i = \frac{d\varphi}{2\pi dt};$$

supongamos que deseamos modular la frecuencia por otra función del tiempo $\nu = f(t)$. La pulsación instantánea en este caso será:

$$\omega i = \omega + k\nu(t) \quad (1)$$

y como, por otra parte, ya hemos dicho que

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt},$$

nos queda:

$$\varphi = \int \omega i dt \quad (2)$$

que también es función del tiempo. Llevando a (2) el valor de (1) nos queda:

$$\varphi = \int [\omega + k\nu(t)] dt = \omega t + k \int \nu(t) dt + \varphi_0,$$

MODULACIÓN DE FRECUENCIA Y FASE DE MODULACIÓN

luego una onda de la forma $E = E_0 \sin (\omega t + \varphi_0)$, si se modula en frecuencia por una función de la forma $v(t)$, nos queda:

$$E = E_0 \sin [\omega t + k \int v(t) dt + \varphi_0],$$

por tanto, como $Vf(t)$, varía la frecuencia.

Aparte de la expresión matemática de una onda modulada en frecuencia, veamos ahora los fenómenos que tienen lugar de una manera comprensible.

Supongamos que tenemos el circuito oscilante de la figura 30-1, *a*, el cual nos dará una onda de R. F. según la figura 30-1, *b*. Imaginemos que, así las cosas, pudiéramos hablar sobre las placas del condensador y que éstas pudieran juntarse y separarse al ritmo de la voz.

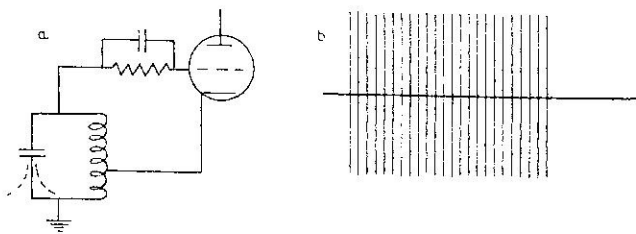


Fig. 30-1.

En este caso, al variar el espesor entre las placas del condensador variaría al mismo ritmo la frecuencia del C. O. Otra forma sería simplemente mover el condensador por medios mecánicos, a ambos lados de donde está sintonizado. Supongamos que está sintonizado a una frecuencia de f Kc/s y que variamos el condensador a un lado y al otro de la posición original, hasta producir una variación de frecuencia, por ejemplo, de 50.000 c/s, a cada lado de la portadora inicial. Si hacemos esto una vez por segundo, tendríamos la figura 30-2, *a*; si lo hacemos dos veces por segundo, tendríamos la figura 30-2, *b*; si lo hacemos cinco veces por segundo, tendremos la figura 30-2, *c*.

Es decir, hay dos variaciones: una consiste en modificar la frecuencia; la otra es el número de veces por segundo que variamos la portadora.

Que al condensador lo movamos hacia un lado y hacia el otro (lo separamos más de la posición inicial) no tiene nada que ver con el número de veces por segundo que hagamos esto. Al desviar más el condensador, lo que hacemos es más notable la variación de la portadora. Es natural: si teníamos que girar el condensador un ángulo para una

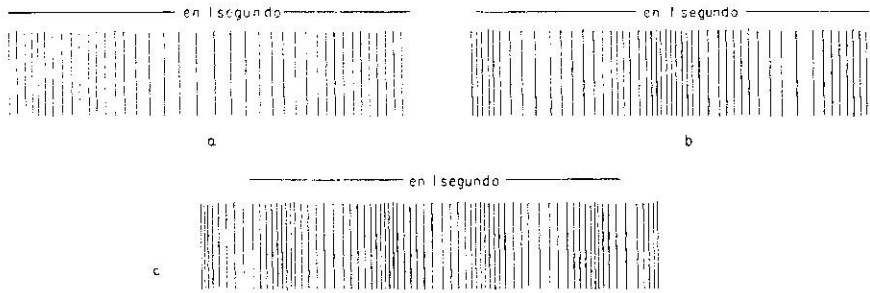


Fig. 30-2.

variación de 50.000 c/s, si giramos mayor ángulo, mayor será la variación, pero no por eso habrá más variaciones por segundo.

Veamos las dos siguientes figuras: 30,3, *a* y *b*. En ellas, las veces por segundo que hemos variado la frecuencia ha sido la misma (2.000); por tanto, la onda media en ambas figuras es de la misma frecuencia, o sea, del mismo tono.

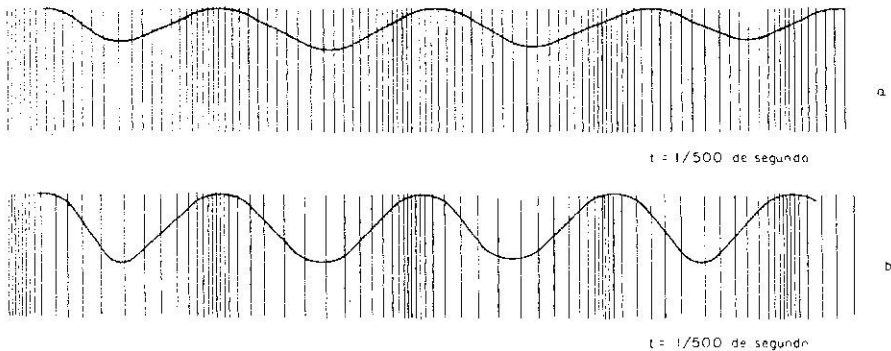


Fig. 30-3.

Ahora bien, la figura 30-3, *b*, tiene una onda media de más amplitud y, por tanto, la oíríamos más fuerte, esto es debido a que hemos profundizado más al variar la frecuencia (hemos variado la frecuencia portadora en más kilociclos). Resumiendo: lo que nos da el tono de la B. F. es el número de veces por segundo que variamos la portadora, y lo que nos da la mayor o menor intensidad de la B. F. es la variación que hagamos en la frecuencia portadora.

Índice de modulación.

Se define el índice de modulación como la desviación de frecuencia dividida por la frecuencia de modulación, es decir:

$$m = \frac{\Delta fp}{fm}$$

siendo fp frecuencia de la portadora en ausencia de modulación, y fm , frecuencia de la moduladora.

Espectro de frecuencia. Bandas laterales y anchura de banda requerida.

De los gráficos estudiados en la primera pregunta podemos decir que el ancho de banda puede hacerse infinito, pues existe continuidad entre los máximos espacios que representamos y los mínimos. Sin embargo, si despreciamos las componentes de amplitud menores del 1 por 100 podemos decir que la anchura de banda está limitada por una frecuencia superior a la portadora y por otra inferior, cuya diferencia de ambas frecuencias con la portadora es la misma. Repetimos: según lo estudiado, el ancho de banda depende del índice de modulación m . Para valores de m inferiores a 0,28 el ancho de banda es aproximadamente de $fp - fm$ a $fp + fm$. Por ejemplo, si $fp = 10.000$ Kc/s y $fm = 10$ Kc/s, el ancho de banda será de 20 Kc/s, o sea, $2 fm$. A continuación damos una tabla en la que indicamos el ancho de banda según el índice de modulación.

$m = \frac{\Delta fp}{fm}$	Ancho de banda	$m = \frac{\Delta fp}{fm}$	Ancho de banda
0,01	$2 fm$	1	$6 fm$
... ..	$2 fm$	10	$28 fm$
... ..	$2 fm$	150	$328 fm$
0,28	$2 fm$	1.500	$1.510 fm$
00,5	$4 fm$		

Cada banda lateral es la mitad del ancho de banda. El ancho de banda depende del índice de modulación. El índice de modulación, a su vez, depende del incremento de la frecuencia portadora y es de quien depende que se oiga el mensaje con más o menos intensidad, de aquí que tiene que tener cierto valor, y el ancho de banda en la modulación de frecuencia es mayor que en la modulación de amplitud.

Efecto de la multiplicación, división y traslación de frecuencias.

Como en los casos estudiados en la modulación de amplitud, tenemos que también en este tipo de modulación ocurre, como entonces, la necesidad de trasladar una onda a otra de frecuencia mayor o menor, pero sin alterar el mensaje.

Un caso típico de multiplicación de frecuencia lo tenemos en los emisores. Por necesidades ya estudiadas, el oscilador trabaja en frecuencias mucho más bajas que las que necesitamos y, por tanto, hay que doblar, triplicar, etc., la frecuencia del oscilador hasta obtener la frecuencia requerida.

Si la frecuencia del oscilador es f_o y la de salida f_s , tenemos $f_s = f_o \cdot k$. Ya sabemos que la multiplicación de frecuencias se obtiene sintonizando el circuito oscilante de placa al armónico correspondiente de la señal aplicada a la rejilla.

Tiene que verificarse que $f_s = k \cdot f_o$. El índice de modulación, por tanto, varía y nos queda:

$$ms = \frac{\Delta f_s}{f_m},$$

y como

$$m = \frac{\Delta f_p}{f_m},$$

nos queda: $ms = k \cdot m$.

Esta última expresión nos dice que el índice de modulación a la salida es k veces el índice de modulación que utilizamos para modular la portadora antes de multiplicar la frecuencia.

Hay que insistir que el mensaje no puede ser alterado en la multiplicación de frecuencia.

En cuanto a la traslación y a la división de frecuencias, es un fenómeno similar al mencionado en la modulación de amplitud en la conversión. Se pueden utilizar válvulas similares a las estudiadas entonces, y el oscilador local puede ir en la misma válvula e independiente.

Modulación de fase.

Para modular en fase hay que variar el argumento de acuerdo con la función $v(t)$ que lleva el mensaje, y tenemos que si la portadora es una onda

$$E = E_o \text{ sen } (\omega t + \alpha_o),$$

el argumento variará en función del tiempo:

$$\varphi(t) = \omega t + k \cdot v(t) + \varphi_0,$$

luego

$$E = E_0 \sin[\omega t + k \cdot v(t) + \varphi_0]$$

$$E = E_0 \sin[\omega t + \int k \cdot v(t) dt + \varphi_0] \text{ onda modulada en frecuencia}$$

$$E = E_0 \sin[\omega t + k \cdot v(t) + \varphi_0] \text{ onda modulada en fase}$$

Comparando la onda de frecuencia con la onda modulada en fase nos sirve para comprender que podemos pasar fácilmente de una onda modulada en fase a otra modulada en frecuencia con sólo integrar la moduladora, y recíprocamente, que podemos pasar de una onda modulada en frecuencia a otra modulada en fase con sólo diferenciar. Según esto, un emisor puede servirnos para transmitir señales moduladas en fase o frecuencia con sólo colocar un circuito integrador o diferenciador a la entrada de *fm* (B. F.).

Los circuitos integradores y diferenciadores se estudian en lecciones posteriores. No obstante, dibujamos la figura 30-4 y su análisis para repasar cuando dichos circuitos se estudien.

Un circuito diferenciador es el que señalamos en la figura 30,4, *a*, luego si la salida de *R* se aplica a un emisor modulado en frecuencia, dicho emisor dará una onda modulada en fase:

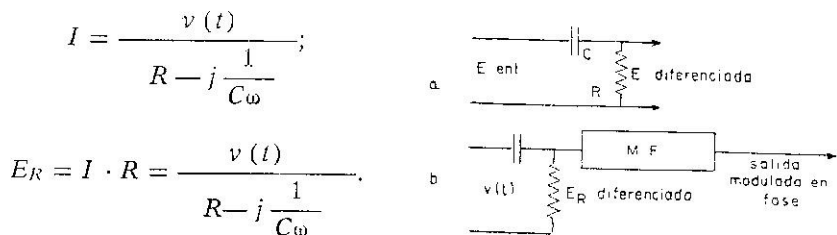


Fig. 30-4.

Si

$$\frac{1}{C\omega} \gg R \quad E_R = \frac{v(t) \cdot R}{-j \frac{1}{C\omega}} = v(t) jRC\omega,$$

o sea:

$$E_R = -jRC\omega \frac{dv(t)}{dt}.$$

En la figura 30-5 tenemos un circuito integrador, luego si lo antepo-
nemos a un emisor modulado en fase, obtenemos una salida modulada
en frecuencia:

$$v(t) = E_L + E_R = jIL\omega + IR = I(R + jL\omega);$$

$$E_R = I \cdot R = \frac{v(t) \cdot R}{R + jL\omega}.$$

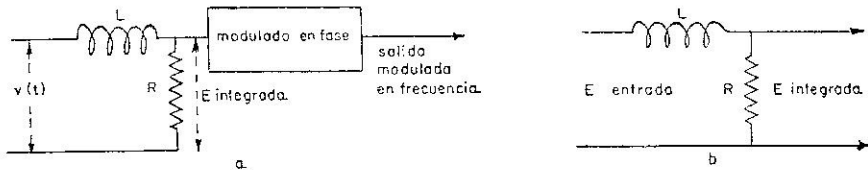


Fig. 30-5.

Si

$$R \ll L\omega \quad E_R = \frac{v(t) \cdot R}{jL\omega} = \frac{R}{jL\omega} \int v(t) dt.$$

Es evidente que al modular en frecuencia, se modula necesariamen-
te en fase, ya que, al ir variando la frecuencia, se va variando la fase.
Esto se explica con las figuras 30-6, a y b.

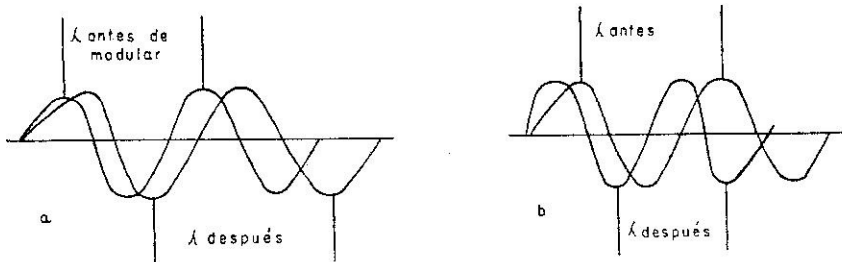


Fig. 30-6.

En ellas se observa que la onda obtenida al variar la frecuencia se ha ido desfasando con respecto a la primitiva. En el primer caso disminuimos la frecuencia y aumentamos la longitud de onda; en el segundo, disminuimos la longitud de onda y aumentamos la frecuencia. En ambos casos hay desfase de la onda original.

Generación de ondas moduladas en frecuencia y en fase. Circuitos típicos.

Si tenemos el circuito de la figura 30-7 con una válvula pentodo de R_i elevada, y supuesto en la placa un generador de R. F. de tensión EaL , podemos escribir la siguiente relación:

$$I_{aL} = \frac{EaL}{Z}, \quad (1)$$

siendo Z la total que aplicamos a los bornes del generador de placa, o sea, la rama de la válvula más la rama Z_2 , Z_1 .

Sabemos que en un pentodo $I_{aL} = g_m \cdot E_{ag}$ (2). En este caso, como la R_i de la válvula es muy elevada, la I que pasa por $Z_2 + Z_1$ es prácticamente I_{aL} , por ello:

$$I_{aL} = \frac{EaL}{Z_2 + Z_1},$$

y

$$E_{ag} = I_{aL} \cdot Z_1 = \frac{EaL}{Z_2 + Z_1} \cdot Z_1. \quad (3)$$

Llevando EaL de (1) a (3), tenemos:

$$E_{ag} = \frac{Z I_{aL} Z_1}{Z_2 + Z_1}. \quad (4)$$

Llevando I_{aL} de (2) a (4):

$$E_{ag} = \frac{Z g_m E_{ag} Z_1}{Z_2 + Z_1},$$

y eliminando E_{ag} nos queda:

$$1 = \frac{Z g_m Z_1}{Z_2 + Z_1},$$

de donde:

$$Z = \frac{Z_2 + Z_1}{gm Z_1} \quad (5)$$

De Z_2 y Z_1 , una tiene que ser reactiva, para que modifique la L o la C del C. O.; por tanto, tenemos cuatro casos diferentes:

$$Z_1 = X_c; Z_1 = X_l; Z_1 = R; Z_1 = R$$

$$Z_2 = R; Z_2 = R; Z_2 = X_c; Z_2 = X_l.$$

La Z de (5) está aplicada al generador de R. F. de placa (está inyectada).

Si tenemos un circuito como el de la figura 30-8 observamos que al C. O. de placa le queda derivada una

$$Z = \frac{Z_2 + Z_1}{gm Z_1},$$

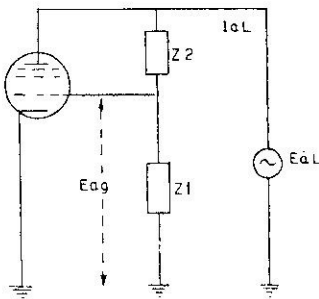


Fig. 30-7.

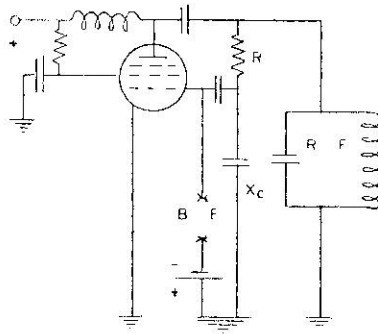


Fig. 30-8.

luego si le aplicamos a la rejilla una señal de B. F. ocurrirá, como sabemos, que la gm de la válvula variará al ritmo de la B. F. aplicada, y al variar gm , también varía la Z inyectada al C. O., y como esta Z tiene parte reactiva, hará variar C o L (según sea la componente reactiva) y, por tanto, la frecuencia con ese ritmo.

A la válvula se le llama de reactancia variable «impropiamente», ya que la válvula no es ninguna reactancia variable. Lo que varía en la válvula es gm , que a su vez da origen a que varíe la reactancia que inyectamos al C. O.

MODULACIÓN DE FRECUENCIA Y FASE DE MODULACIÓN

Muy importante.—A lo largo del libro y, entre otras veces, al hablar del control automático de frecuencia C. A. F., se hará mención de la válvula o transistor de reactancia variable.

Hay que tener en cuenta que si, en lugar de llevar a la rejilla una B. F., llevamos una tensión continua que viene de un discriminador o detector de fase, haga más o menos negativa la rejilla, variará gm y modificará la Z inyectada al C. O., haciendo que su frecuencia aumente o disminuya.

Para modular en fase basta con llevar la B. F. a la rejilla de la válvula, que modula en frecuencia a través de un circuito diferenciador, como vimos en preguntas anteriores. No obstante, veremos un caso simple. Para variar la fase basta con poner en serie una resistencia y un condensador o una resistencia y una bobina.

Según la figura 30-9, basta con variar R al ritmo de la B. F. y tendremos modulación de fase.

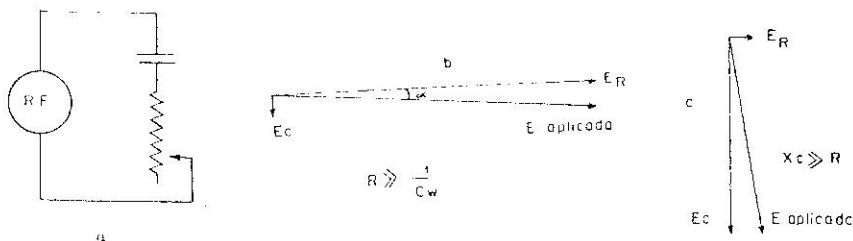


Fig. 30-9.

La variación de R al ritmo de la B. F. se logra con un dispositivo como el de la figura 30-10. Como se comprende, este circuito es igual que el circuito con el condensador y la R , en el que hemos sustituido la resistencia por una válvula. Las válvulas son resistencias variables.

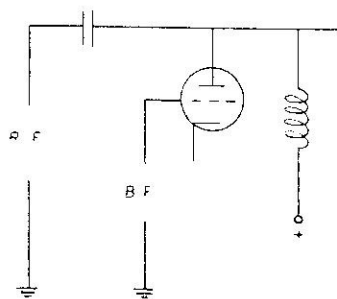


Fig. 30-10.

Por ello, llevamos la B. F. a la rejilla y tendremos un sistema de modulación de fase. Las variaciones de fase dependen de la *amplitud de la B. F.*, ya que la R de la válvula varía de acuerdo con estas variaciones de amplitud.

Como la B. F. no siempre es una onda sencilla, sino que está compuesta de varias frecuencias, al variar la frecuencia de B. F. da lugar a un desplazamiento adicional de frecuencia, que no nos interesa, ya que sólo nos interesan las variaciones debidas a la amplitud. Para conseguir

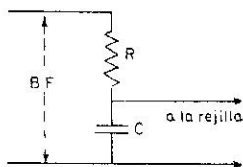


Fig. 30-11.

esto se utiliza un dispositivo como el de la figura 30-11. Es decir, no llevamos directamente la B. F. a la rejilla, sino que va a través de un divisor de tensión RC , tomando la caída de tensión en el C , $V_c = I/C\omega$; si la frecuencia aumenta, V_c disminuye, o sea, tenemos menos amplitud y así contrarrestamos el efecto de aumento de frecuencia.

Los esquemas prácticos de la modulación de fase son bastante complejos de interpretar. Ahora estudiaremos un circuito real que nos permitirá comprender con facilidad estos fenómenos.

En el esquema de la figura 30-12 tenemos dos válvulas con salida en paralelo. La R. F. se lleva a las rejillas de control. La B. F. la llevamos a las supresoras. \vec{E}_{ag1} está desfasada 90° con respecto a \vec{E}_{ag2} ,

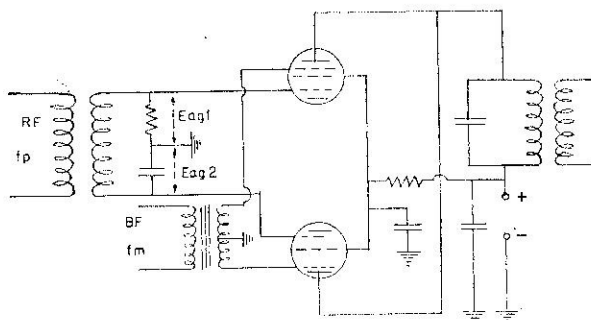


Fig. 30-12.

pues sabemos que la caída de tensión en el condensador está 90° desfasada de la caída en R .

Cuando no llega tensión de R. F. las dos válvulas conducirán y crearán en la carga una $\vec{Ea1}$, suma de ambas, o sea, $\vec{Ea1} = \vec{EaL1} + \vec{EaL2}$. $\vec{EaL1}$ y $\vec{EaL2}$ están desfasadas 90° , por lo que podemos dibujar su suma vectorial, supuesto $Eag1 = Eag2$, en cuanto a módulo (fig. 30-13).

La tensión de B. F. se lleva a las supresoras en oposición de fase, ya que la llevamos de un transformador con toma media. Por tanto, cuando la tensión de B. F. haga más conductora una válvula, hará menos conductora a la otra, y al revés. Es decir, cuando $EaL1$ aumente, disminuye $EaL2$, y cuando $EaL1$ disminuya, aumentará $EaL2$, y, además, en la misma magnitud.

Si el aumento o disminución es EaL' , tenemos:

$$1.^o \quad EaL1 + EaL'; \text{ y } EaL2 - EaL',$$

$$2.^o \quad EaL1 - EaL'; \text{ y } EaL2 + EaL',$$

expresiones que podemos representar por las figuras 30-14, *a* y *b*. Es decir EaL se desplaza un ángulo alfa (α).

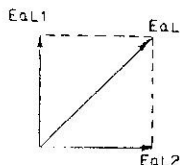


Fig. 30-13.

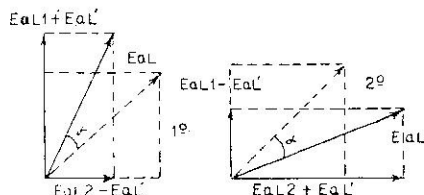


Fig. 30-14.

El desplazamiento será más o menos sensible, según el valor de EaL' , o sea, según la B. F.

Como se observa, también hay modulación de amplitud de la B. F., si bien esto se puede eliminar por un limitador. Por otra parte, si la amplitud de la R. F. es importante con relación a la de la B. F., esta modulación de amplitud será menos notable. Por ello conviene que la relación Ep/Em sea mayor que un cierto valor. Por otra parte, alfa (α) no deberá ser muy grande; en la práctica, igual o menor de $0,2$ radianes; por esto no necesitamos excesiva amplitud de EaL' o, lo que es lo mismo, de Em , B. F. moduladora.

Nota.—El ancho de banda que se produce al modular en frecuencia es de unos 200 Kc/s, con modulaciones profundas; por ello se com-

prende la necesidad de utilizar frecuencias altas para este sistema; pues si utilizáramos, por ejemplo, las frecuencias de radiodifusión de 600 a 1.500 Kc/s, con unas cuantas emisoras se cubriría la banda. En la banda de barcos, sobre los 2.182 Kc/s, ocurriría que habría que separar las frecuencias 200 Kc/s para no interferirse, cosa que sería imposible, pues son bandas estrechas, etc.

Detección de las ondas moduladas en frecuencia y en fase. Discriminador.

El concepto de detección es el mismo que el explicado en la detección de amplitud. Para detectar una onda modulada en frecuencia utilizamos un dispositivo llamado discriminador, o sea, que los discriminadores son detectores para ondas moduladas en frecuencia.

Un discriminador típico es el llamado *Foster-Seeley*, que mostramos en la figura 30-15. Si no tuviéramos el condensador C , a los dos diodos les llegarían tensiones iguales, $E_1 = E_2$, y desfasadas 180° .

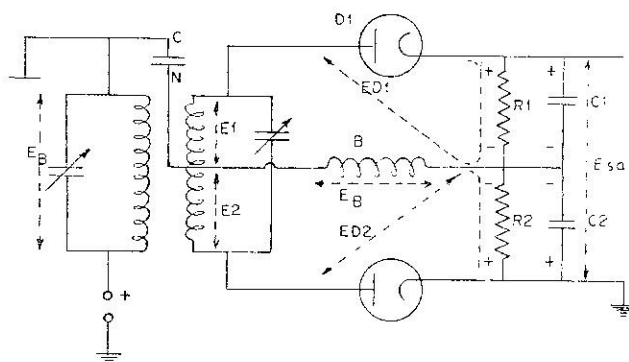


Fig. 30-15.

Los dos diodos conducirán corriente en las mismas condiciones, pero corrientes que tendrían sentidos contrarios en R_1 y R_2 y que, por tanto, se anularían.

Al poner C , tomamos tensiones de los bornes del C. O. primario a través del condensador.

En estas condiciones también aplicamos a los dos diodos entre cátodo y placa la caída de tensión en los extremos de B , E_B , luego al diodo D_1 aplicamos $E_1 + E_B$, y al diodo D_2 , $E_2 + E_B$. Supuestos los circuitos oscilantes sintonizados a la frecuencia de la portadora, di-

chos circuitos presentan impedancias resistivas y la tensión en ambos estará desfasada 90° , pues recordemos que en el secundario $= -jM\omega I_{L1}$. Como hemos dicho que la Z del primario es resistiva, en resonancia, la tensión EB , que viene del primario, está desfasada 90° con las tensiones E_2 y E_1 .

E_2 y E_1 siempre están en oposición de fase, pues los cátodos están al punto central del transformador. Las tensiones a cada diodo serán las que se muestran en la figura 30-16. La tensión de salida E_{sa} será cero.

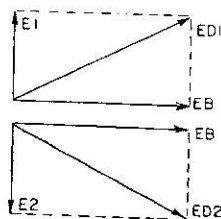


Fig. 30-16.

La impedancia del circuito oscilante, a frecuencias diferentes de la portadora a la que está sintonizado, presentará componentes reactivas, y entonces, las tensiones en el circuito secundario tendrán un desfase diferente de 90° con respecto a E_B . En estas condiciones, en frecuencias por debajo de la de resonancia, la I exterior del C. O. primario tendrá carácter inductivo y $E_{D1} > E_{D2}$, y en frecuencias por encima de la resonancia, I_{ex} tendrá carácter capacitivo y $E_{D2} > E_{D1}$. En $D1$ seguimos teniendo $E_1 + E_B$, y en $D2$, $E_2 + E_B$, si bien la suma es diferente, ya que los vectores E y E_B no están en cuadratura. Por esto, uno de los diodos conducirá más corriente que el otro y habrá una diferencia de intensidades que dará lugar a una caída de tensión, diferente en $R1$ y $R2$. Como la diferencia de tensiones que dan los diodos en $R1$ y

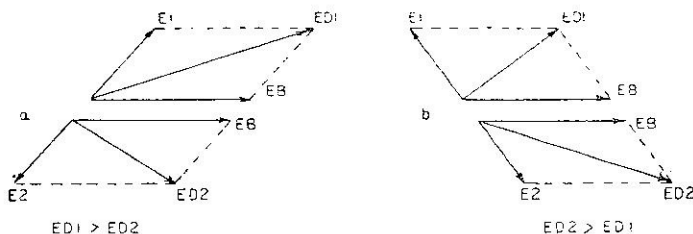


Fig. 30-17.

R_2 depende de la desviación de frecuencia de la portadora, y esta desviación depende a su vez de la modulación, tendremos una tensión de salida *Es*al proporcional a la B. F. La R. F. se cierra por los condensadores C_1 y C_2 (fig. 30-17).

Nota.—Por B no pasa R. F., pues es un choque, pero al tomar E_B lo que hacemos es tomar la tensión entre el punto N y tierra, o sea, entre un extremo del condensador y tierra, que son los bornes de B .

Como C es grande y reactancia a RF despreciable, E_B es la tensión en los bornes del C. O. primario.

Detector de relación.

Una ventaja de la modulación de frecuencia con respecto a la de amplitud es que en la primera se pueden limitar los ruidos mucho más que en la segunda (esto se estudia más adelante).

El circuito para limitar los ruidos se llama limitador y se pone entre el último paso de F. I. y el discriminador.

Utilizando el discriminador de relación, como el que se muestra en la figura 30-18, limitamos los ruidos por medio de las resistencias R_{L1} ,

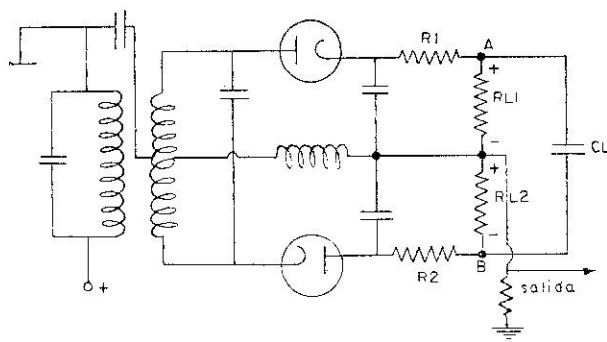


Fig. 30-18.

R_{L2} y el condensador C_L , ahorrándonos así el circuito limitador. Por ello, este discriminador se utiliza en lugar del que estudiamos anteriormente. Los fenómenos fundamentales son los mismos que en el caso anterior, si bien varían detalles. Así, en lugar de tener la salida entre los extremos de los diodos, como en el caso anterior, se toma de los extremos de una R , que se coloca entre el punto común y tierra. Los diodos se colocan con las placas y cátodos invertidos.

La constante de tiempo del limitador $R_{L1}, R_{L2} \cdot C_L$ es muy elevada, del orden de 0,1 segundos; por tanto, cuando llega un ruido, la tensión en $C_L = V_{RL1} + V_{RL2}$ permanece constante, pues con una constante de tiempo tan elevada las variaciones no se aprecian.

Cuando se estudie el limitador, se verá que éste sólo trabaja cuando las señales son superiores a un mínimo de amplitud, y por tanto, para utilizar limitador y luego discriminador es necesario amplificar mucho las señales, sin lo cual no hay limitación posible. En el discriminador de relación no necesita señales determinadas para limitar los ruidos. Esta es una de sus ventajas.

Es más estable el discriminador y produce menos distorsiones.

CAPITULO XXXI

MODULACION DE IMPULSOS

Ideas generales sobre los distintos métodos de la modulación de impulsos.

En la modulación de impulsos se manda el mensaje en impulsos que son función del tiempo. Un caso sencillo es la telegrafía, bien por radio o por hilos. En el telégrafo, la portadora es una corriente continua; en la radio, una onda continua que, interrumpida por un manipulador, manda puntos y rayas. También en radar se transmiten impulsos de R. F., etc.

Actualmente, esta técnica se ha desarrollado enormemente y permite mandar por un solo canal varias comunicaciones.

El fundamento es el siguiente: si tenemos una onda compleja, basta con transmitir muestras instantáneas de la misma, con la condición de que se haga a un ritmo convenientemente elevado. Con la información recibida se logra reproducir fielmente en el receptor la onda compleja, de la que sólo hemos transmitido parte (impulsos).

Unos ejemplos aclararán estos conceptos: sea la onda de la figura 31-1, que, en lugar de transmitirla, transmitimos impulsos a ciertos intervalos de tiempo, con una longitud proporcional a la de la onda en el mismo instante de transmitir el impulso.

No hay duda que el receptor que reciba tales impulsos puede fácilmente reproducir la onda.

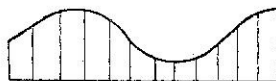


Fig. 31-1.

MODULACIÓN DE IMPULSOS

En la figura 31-2, *b*, damos a todos los impulsos la misma altura, la misma amplitud, pero unos duran más que otros, unos son más anchos que otros. A medida que la onda tiene más amplitud, damos a los impulsos mayor anchura. Cuando la onda tiene más amplitud, pero negativa, los impulsos tienen menor anchura. Cuando la amplitud vale cero, tenemos el impulso que podíamos llamar unidad. En la figura se muestra esto. También se puede reproducir en el receptor una onda a partir de los impulsos, pues el valor medio nos dará la onda.

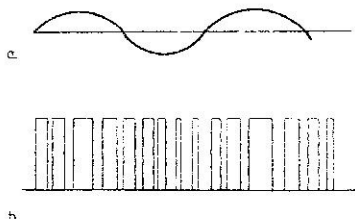


Fig. 31-2.

Finalmente, citaremos la modulación de impulsos según la posición que tengan. En la figura 31-3 mostramos un ejemplo. Ponemos con puntos la posición de la onda sin modular, y con raya de trazo continuo, los impulsos que indican el ritmo de modulación.

La utilidad de la modulación de impulsos para las comunicaciones es grandiosa, ya que nos permite introducir en un solo canal varias comunicaciones.

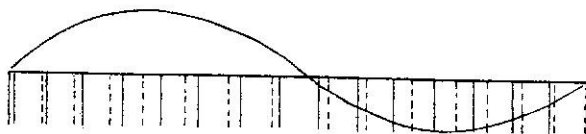


Fig. 31-3.

Podemos utilizar en estos sistemas tanto los enlaces por hilos como los enlaces por radio (hertzianos), en microondas.

Supongamos que enviamos 10.000 impulsos por segundo de una señal, es decir, enviamos 10.000 impulsos en 1.000.000 de microsegundos. El tiempo de cada impulso es de 100 microsegundos. Si la duración del impulso es de 10 microsegundos, tendremos 90 microsegundos en blanco. Entonces lo que se hace es, en lugar de dejar ese tiempo en blanco, meter nueve impulsos más de otras nueve ondas diferentes. Realmente,

como hay que dejar entre impulso un resguardo de dos microsegundos, podemos meter solamente otros siete, es decir, transmitir a la vez ocho señales diferentes. Ahora bien, si el ancho del impulso es menor, podemos meter muchos más impulsos.

El receptor recibe a la entrada todos los impulsos, pero tiene un dispositivo que va recorriendo en función del tiempo las sintonías de cada impulso. Así, en el ejemplo tratado, estará 10 microsegundos recibiendo un impulso y seguidamente pasará a otro circuito, donde recibe otro impulso durante 10 microsegundos, o sea, el receptor en este ejemplo tiene ocho salidas diferentes.

CAPITULO XXXII

GENERACION DE ONDAS NO SINUSOIDALES

Circuitos limitadores o recortadores.

El objeto de un circuito limitador es, como su nombre indica, limitar la amplitud de una onda, bien de un semiciclo completo, bien parte de un semiciclo o parte de los dos.

En la figura 32-1, *a*, tenemos un limitador del ciclo negativo. Se explica por sí solo. Llevamos la caída de tensión en R , o sea, $V = I \cdot R$, pero sólo hay caída de tensión en R cuando la válvula conduce, y esto sólo sucede cuando la placa es más positiva que el cátodo: en el semiciclo positivo la válvula conduce y tenemos tensión en R .

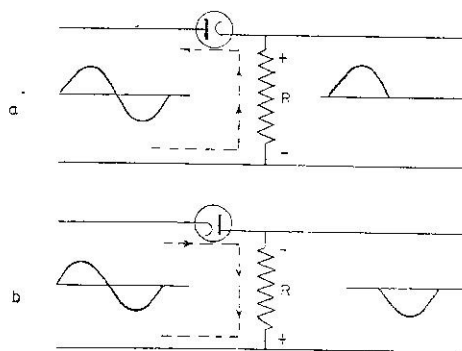


Fig. 32-1.

En la figura 32-1, *b*, eliminamos el ciclo positivo. El razonamiento es el mismo.

En la figura 32-2, *a*, el diodo está en paralelo con la salida. Durante

el primer semiciclo, la válvula conduce, y como R_i de la válvula es muy pequeña, la caída de tensión en R_i es también muy pequeña, y es la tensión que nos llevamos. Luego, en el semiciclo negativo, la válvula no conduce (es como si no estuviera), y, por tanto, nos llevamos la tensión aplicada. Repetimos: cuando la válvula conduce, nos llevamos la caída de tensión en R_i , que es muy pequeña. Cuando no conduce, nos llevamos la tensión aplicada.

La figura 32-2, *b*, es similar a la anterior. El fenómeno es idéntico, únicamente que hemos invertido los electrodos de la válvula y no conduce cuando el cátodo es positivo, que es precisamente cuando nos llevamos la tensión aplicada.

En este nuevo dispositivo (fig. 32-2, *c*) hemos polarizado el cátodo con una tensión E_k . La válvula no conduce hasta que el potencial de placa es más positivo que el del cátodo, y hasta ese momento nos llevamos la tensión de entrada. En el intervalo en que la placa es más positiva que el cátodo, la válvula conduce y no sacamos nada más que la E_k del cátodo, pues, repetimos, como R_i es muy pequeña, la caída en ella es muy pequeña también. Por tanto, sacamos la parte de semiciclo positivo que la válvula no conduce y el semiciclo negativo completo que la válvula no conduce (insistimos en que cuando la válvula no conduce equivale a quitarla). Si cambiamos las conexiones según la

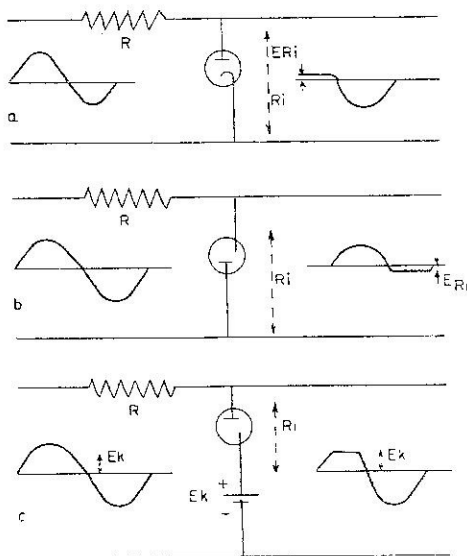


Fig. 32-2.

GENERACIÓN DE ONDAS NO SINUSOIDALES

figura 22-3, en cuanto al ánodo y cátodo, tenemos limitación en el semiciclo negativo. La válvula no conduce hasta que el valor del semiciclo negativo rebasa la tensión de polarización; por ello, hasta entonces, sacamos la tensión aplicada, y después, E_b .

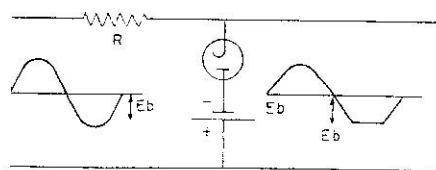


Fig. 32-3

En la figura 32-4 obtenemos sólo parte de las crestas negativas o positivas con fenómenos similares a los anteriores. Mientras el cátodo es más positivo que la placa, la válvula no conduce y nos llevamos la tensión aplicada en esos momentos. Después, la válvula conduce y sólo nos llevamos E_b .

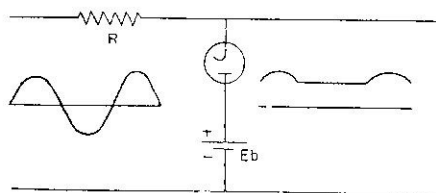


Fig. 32-4.

Esta figura 32-5 es similar a la anterior, pero con las conexiones invertidas. El cátodo está polarizado a E_k . Cuando la válvula conduce, nos llevamos sólo E_k . Deja de conducir cuando el semiciclo negativo se hace mayor que E_k , y en ese momento tomamos la tensión de entrada.

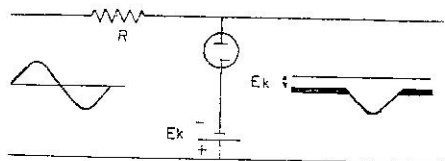


Fig. 32-5.

Con dos diodos con los electrodos invertidos y convenientemente polarizados, podemos eliminar las crestas de los dos semiciclos, como se muestra en la figura 32-6. No comentamos la figura para que el alumno haga prácticas con ella y vea el porqué de la onda de salida.

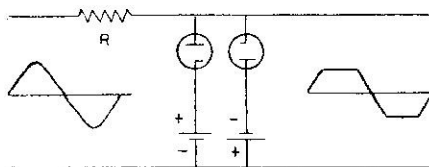


Fig. 32-6.

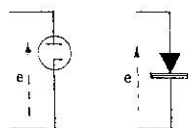


Fig. 32-7.

Todos estos esquemas se pueden poner con diodos de cristal con sólo sustituir la válvula diodo por un cristal diodo, como se muestra en la figura 32-7. Las flechas indican el camino de los dos electrones en ambos casos.

Entre las muchas ventajas del cristal, es que no necesita tensión para calentar filamentos.

También hay limitadores de triodo, que no comentamos por no extendernos demasiado, ser menos corrientes y ser fáciles de comprender.

Circuitos integradores y diferenciadores.

Se dice que un circuito es integrador cuando la tensión de salida es proporcional a la integral de la tensión de entrada con respecto al tiempo, o sea, proporcional a $\int E dt$.

Se dice que un circuito es diferenciador cuando la tensión de salida es proporcional a la derivada de la tensión de entrada con respecto al tiempo, o sea, proporcional a dE/dt (véase la fig. 32-8).

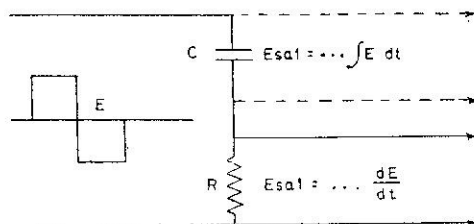


Fig. 32-8.

GENERACIÓN DE ONDAS NO SINUSOIDALES

Cuando la tensión aplicada es sinusoidal, si las constantes de tiempo son apropiadas, las ondas de salida también son sinusoidales, pues hemos visto esto al hablar de los acomplamientos R y C . El que conozca la integración y derivación, recordará al integrar funciones con senos y cosenos, nos dará funciones con cosenos y senos, pero todas son sinusoidales.

Por su utilidad en los circuitos de radar, supondremos que la tensión aplicada es de forma de onda cuadrada, y estudiaremos las formas de la onda en la resistencia y en el condensador, con CR grande y con CR pequeña (fig. 32-9).

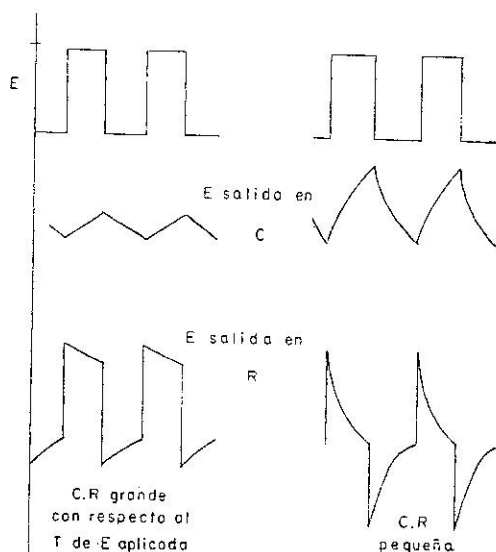


Fig. 32-9.

Al iniciarse el fenómeno, el condensador está descargado y la corriente es máxima. Por ser la corriente máxima en este instante, la tensión que cae en R es máxima, pero a medida que C se va cargando, la corriente va cesando y la caída de tensión en R disminuye, a medida que aumenta la caída de tensión en C . Repetimos que en cuanto a la tensión en el condensador ocurre lo contrario que en R : va aumentando hasta ser igual que la aplicada, y la corriente cesa. Ahora bien, si la constante de tiempo CR es grande, o sea, el condensador tarda mucho en cargarse del todo, ocurre el fenómeno, como mostramos en la figura, o sea, que cuando se ha cargado unos voltios ha cambiado el ciclo, y el condensador no termina de cargarse y ya empieza a des-

cargarse. Si CR es pequeña, hay poca impedancia, la intensidad es grande y el condensador se carga rápidamente.

En general, las caídas de tensión en R y C dependen del valor $C \cdot R$, con respecto al período T de la E aplicada.

En el circuito de constante de tiempo L/R la caída de tensión en R es proporcional a la integración de la tensión de entrada, y la caída en L es la diferenciación de la tensión de entrada.

De todos modos, el circuito L/R se utiliza poco, pues para ello será conveniente una bobina con mucha L y poca R , cosa difícil de conseguir, por ello se utiliza el CR .

Al hablar de la modulación de frecuencia y fase describimos también unos circuitos diferenciadores e integradores.

Multivibradores: distintos tipos. Circuitos «flip-flop».

Al hablar de osciladores dijimos que había osciladores llamados de relajación o multivibradores, que son dispositivos que producen ondas para aplicar a otras válvulas, para que tengan un tiempo determinado de funcionamiento y de reposo.

Hay muchos tipos de multivibradores y cada uno tiene sus particularidades y su interés en cada caso.

A estos dispositivos también se les llama *flip-flop*, ya que normalmente están constituidos por un par de válvulas acopladas entre sí (a veces en la misma ampolla) para una serie de operaciones en las que normalmente trabaja una y la otra reposa, para después trabajar la que estaba en reposo y reposar la que estaba trabajando. También es normal que pasen bruscamente del estado de reposo al de funcionamiento, pero esto se comprenderá explicando algunos ejemplos.

Estos osciladores de relajación o multivibradores trabajan en frecuencias que van de 1 c/s a 100 Kc/s.

A menudo se usan para generar una señal que nos sirve de gobierno para varios circuitos. Se utilizan también para generar ondas cuadradas, para establecer un tiempo determinado de retardo, para conmutadores electrónicos, etc.

En la figura 32-10 tenemos un circuito típico llamado *Ecless-Jordan*: a pesar de su aspecto, es sencillo de interpretar.

Aunque las dos válvulas son idénticas, una empezará a conducir antes que la otra. La polarización por cátodo es común a las dos, en la figura por Rk . Supongamos que empieza a conducir $V1$, habrá una caída de tensión en $RL1$ y bajará el potencial en el punto A con respecto a tierra, y, por tanto, habrá menos caída en $R1$ y $R2$. Por ello, la rejilla

GENERACIÓN DE ONDAS NO SINUSOIDALES

de V_2 es menos positiva (más negativa). En cambio, la rejilla de V_1 sigue igual de positiva, ya que entre el punto B y tierra no ha variado el potencial. Las dos rejillas hemos dicho que reciben también polarización por R_k , además de hacerlo por R_{g1} (V_1) y por R_{g2} (V_2). Cuando conduce V_1 , repetimos que hay menos caída de tensión por R_{g2} , pero prevalece R_k y la válvula está cortada. Cuando llega un disparo se carga C_{g2} por R_{g2} y se hace conductora V_2 . El potencial del punto B , baja, y el positivo de R_{g1} , decrece. La acción es acumulativa y V_1 se corta.

En la figura 32-11 dibujamos las tensiones que tienen lugar en las dos placas de las válvulas.

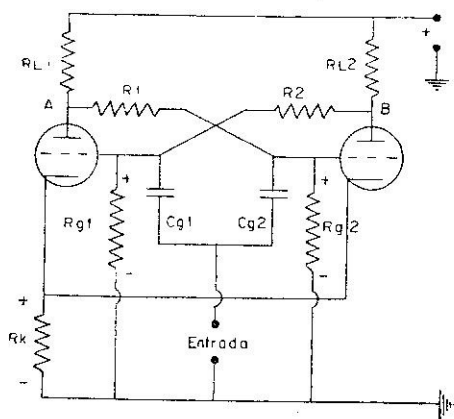


Fig. 32-10.

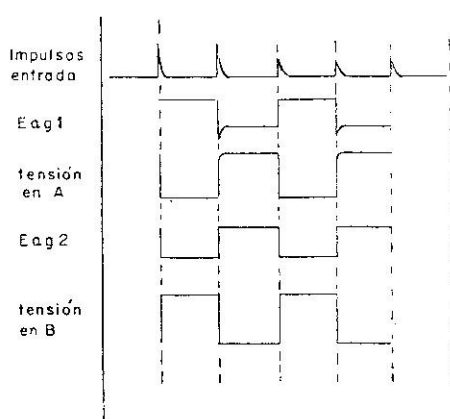


Fig. 32-11.

También observamos que en cada medio ciclo hace falta un impulso de salida, pues si no hubiera impulsos, siempre conduciría la misma válvula, y, por tanto, son los impulsos exteriores los que hacen la conmutación.

En este nuevo dispositivo (fig. 32-12, a) también R_k es común a las dos válvulas. Supongamos que V_2 conduce. Al llegar un disparo a V_1 , que estaba cortada, se pone a conducir, y el potencial del punto A baja y el condensador C se descarga por R_{g2} y por la válvula V_1 . La corriente de descarga, al bajar por R_{g2} , polariza negativamente la válvula V_2 , cortándola. Cuanto más conduce V_1 , más caída de tensión hay en RL , mayor es la descarga de C y mayor la polarización de corte de V_2 por R_{g2} . C se descarga por R_{g2} y V_1 si ésta conduce, pues el otro camino R_{g2} , R_k y RL es más difícil (hay más resistencia). Pero ocurre que cuando V_1 conduce normal, el potencial de A es estable y el condensador, una vez a este potencial, cesa su descarga. El tiempo que tarda en

conducir $V2$ depende de $Rg2$ (por ello, la hemos dibujado variable), o sea, del tiempo que tarda el condensador en descargarse. $V2$ empieza a conducir cuando C deja de descargarse, y entonces la corriente que pasa por Rk aumenta y hace menos conductora a $V1$, tiende el potencial de A a aumentar, el condensador C empieza a cargarse y se carga por $Rg2$, con lo cual se hace más positiva la rejilla de $V2$ y ésta conduce mejor, más corriente pasa por Rk , menos conduce $V1$, más tensión hay en A , más se carga C , más positiva se hace la rejilla de $V2$ por $Rg2$, más negativa la de $V1$ por Rk y por fin $V1$ deja de conducir. Después llegará un impulso a $V1$ y se repite el fenómeno (para recordar y dibujar esta figura, así como la que sigue, recordar el acoplamiento por CR con Rk común).

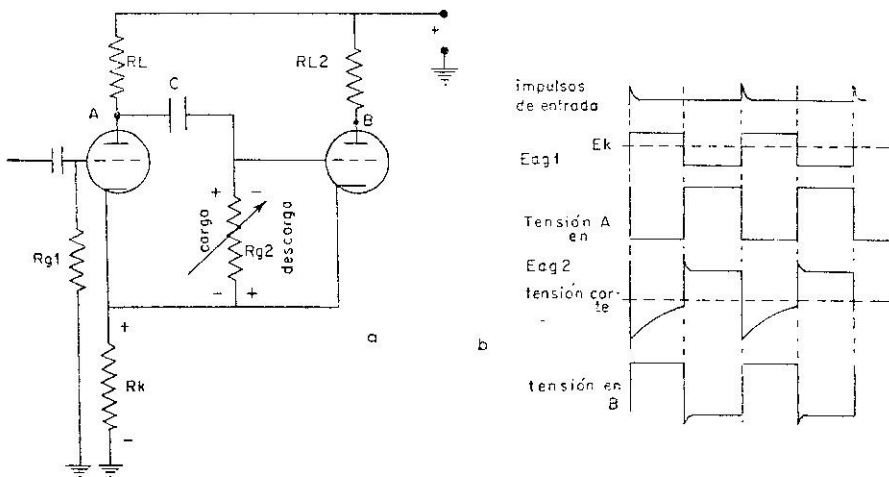


Fig. 32-12.

Otro modelo es el de la figura 32-13, se llama multivibrador acoplado por cátodo. Supongamos que tenemos al circuito sin tensión. Al conectar la alta tensión, las dos válvulas conducirán. El condensador C se cargará por $Rg2$, y las válvulas se polarizarán por Rk . Si partimos del condensador C cargado al potencial de la fuente de alimentación, al conducir $V1$ bajará el potencial de A , y C empieza a descargarse.

En estas condiciones, $V2$ se corta, ya que, en la descarga de C , Rg polariza a $V2$ negativamente. Si $V1$ conduce bien, la descarga de C se hace por $Rg2$, Rk y $V1$. Ahora bien, a medida que la descarga de C tiene lugar y va decreciendo cuando el potencial de A se hace estable, la rejilla de $V2$ se hace menos negativa. Así llega un momento en que la polarización de $V2$ pasa por Rk de manera que $V1$ conduce menos,

aumenta la tensión del punto *A* y *C* se carga por *Rg2*, la rejilla de *V2* se hace más positiva, la válvula conduce más, pasa más corriente por *Rk* y *V1* se corta. Cuando se ha cargado *C*, la rejilla de la segunda válvula no recibe polarización por *Rg*, conduce menos y menor es la corriente por *Rk* hasta que *V1* vuelve a conducir; al bajar la tensión de *A*, *C* inicia la descarga, *V2* conduce menos, pues su rejilla se hace más negativa, por *Rk* hay menos corriente y *V1* conduce más hasta que *V2* se corta, y así se repite el fenómeno.

Nota.—De los tres circuitos que hemos visto, el primero necesita un impulso para cada medio ciclo de funcionamiento; el segundo necesita un impulso para cada ciclo, y el tercero funciona sin impulsos (disparo o impulso).

En algunos esquemas prácticos de televisión y radar, al primer circuito le llaman bistable o biestable; al segundo, monostable o monoestable, y al tercero, astable o metastable.

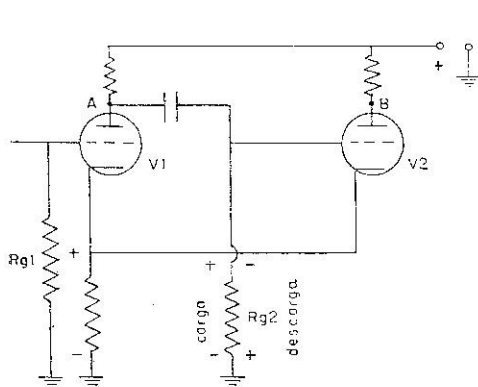


Fig. 32-13.

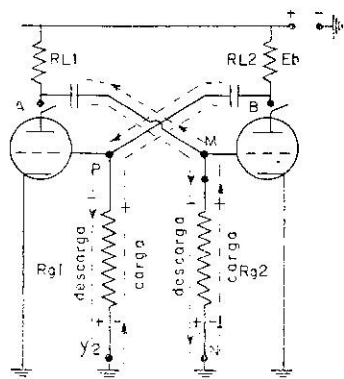


Fig. 32-14.

Un esquema fácil de interpretar y que funciona sin impulsos es el de la figura 32-14. Si los conmutadores *A* y *B* están levantados, las válvulas no conducen y los condensadores *C*₁ y *C*₂ se cargan a la tensión *E*_b.

Si bajamos las interruptores, ocurrirá que una válvula empezará a conducir antes que la otra. Supongamos que empieza a conducir primero *V*₁. La tensión en *A* baja, *C* se descarga y lo hace por *Rg*₂, haciendo el punto *M* más negativo que el *N*, ya que los electrones entran por *M*, cortando así *V*₂. *V*₂ estará cortada mientras *C*₁ se descarga hasta quedar a la tensión de *A*. Cuando esto suceda y no circule corriente por *Rg*₂ *V*₂ empieza a conducir, habrá caída de tensión en *R*_{L2} y el potencial de *B* baja, con lo que *C*₂ empieza a descargarse. Se descarga por

Rg_1 , haciendo más negativo el punto P que el Q , con lo que V_1 conduce peor, el potencial en A aumenta, con lo que C_1 empieza a descargarse a más voltios por Rg_2 , siendo M más positivo, conduce más V_2 , baja el potencial de B hasta que V_1 se corta, cuando P es más negativo que el corte. V_1 estará cortada mientras se descarga C_2 , o sea, mientras el potencial de B baja, pero tan pronto como C_2 se descarga, V_1 empieza a conducir, el potencial en A baja, C_1 se descarga y lo hace por Rg_2 , etcétera.

En todos estos circuitos, los fenómenos son acumulativos y ocurren en tiempos infinitesimos. Las tensiones en forma de impulsos, generalmente en forma cuadrada, se sacan de las placas. En las figuras de A y B .

Oscilador de bloqueo.

El esquema (fig. 32-15) explica por sí solo el fenómeno. Al conectar la tensión a la válvula y pasar corriente por T se induce en el secundario una tensión que carga el condensador C , según se muestra en la

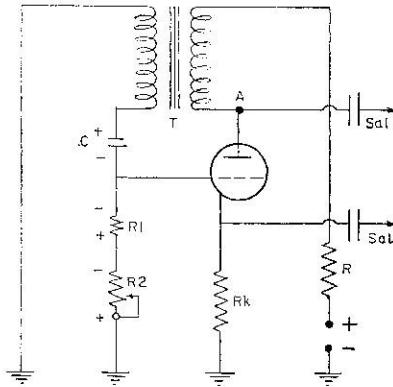


Fig. 32-15.

figura. En ese mismo instante, C empieza a descargarse por el único camino que tiene, bajando los electrones por $R1$ y $R2$, volviendo a C por el secundario de T . Como los electrones a $R1$ le entran por la parte de la rejilla, este punto será negativo, según mostramos en la figura; la válvula estará cortada hasta que el condensador quede con la mínima carga que haga a la válvula conductora. La válvula volverá a conducir, volverá C a recibir un nuevo impulso de carga y el fenóme-

no se repite. El tiempo que la válvula está cortada dependerá de la constante de tiempo RC ; por ello, poniendo una R variable, podemos modificar la frecuencia de los impulsos. También podemos quitar las dos R y poner una R sola variable, si nos interesa modificar la frecuencia. Si no, ponemos una fija, etc.

En este circuito tenemos dos tipos de impulsos: uno, tomado del cátodo cuando la válvula conduce; otro, tomado de la placa. En este caso, cuando la válvula conduce habrá caída de tensión en R , y cuando no conduce tendremos en A la tensión de alimentación.

Nota.—Sabemos que la corriente continua no puede transformarse porque el flujo siempre es constante (no hay variación de flujo). Entonces, ¿cómo se induce en el T del circuito anterior? Porque en el instante de abrir y cerrar un circuito sí hay *variación*, aunque la corriente sea continua.

Generación de ondas cuadradas.

Estos tipos de ondas se pueden generar en los multivibradores ya estudiados o bien se pueden lograr por medio de circuitos recortadores, a partir de impulsos, como se muestra en la figura 32-16. A la entrada

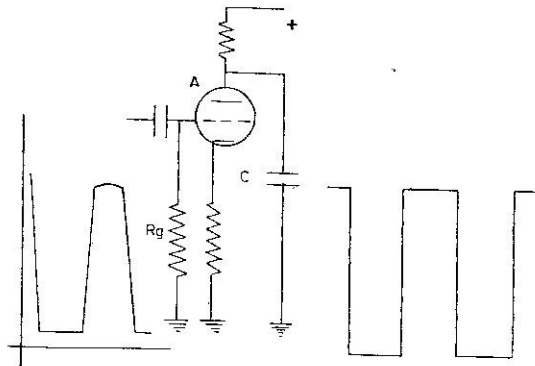


Fig. 32-16.

de rejilla se llevan impulsos de placa de la válvula anterior. De esta manera, cuando la válvula está cortada tomamos la tensión en A (que es la de la fuente de alimentación). El condensador C se carga.

Cuando la rejilla se hace muy positiva, cae fuertemente la tensión, la válvula se satura; por tanto, la corriente es constante y lo es el potencial en A . Un momento después de la saturación, y por haber co-

riente de rejilla, la válvula se polariza negativamente por R_g , y lo hará más allá del corte por ser la corriente de rejilla fuerte. La válvula cesa de conducir en este caso y en A tenemos el potencial constante de la fuente de alimentación. La válvula está así un tiempo cortada hasta que vuelve a funcionar. Podíamos haber utilizado en este caso los impulsos del generador de bloqueo estudiado en la pregunta anterior.

Circuitos restauradores.

Al tomar la tensión en la placa de una válvula, como de V1 en la figura 32-17, y supuesto que la variación de placa sea una onda cuadrada, como se muestra en la figura, en el punto A tenemos variaciones de tensión, pero siempre entre valores positivos, como se muestra en el ejemplo numérico. Si aplicamos esta tensión a la próxima rejilla, puede ocurrir, por ejemplo, que necesitemos la misma variación de amplitud, pero con respecto a cero, es decir, a 100 V.

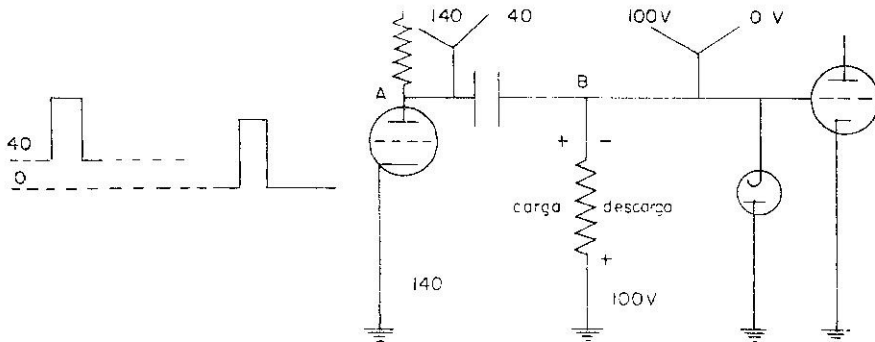


Fig. 32-17.

Esto se puede conseguir fácilmente con el circuito de la figura. Supongamos que la placa (el punto A) está a 40 V y sube instantáneamente a 140. El condensador C se carga por R, y tenemos en R una caída de tensión respecto a tierra aproximadamente de 100 V, si no hay pérdidas en el condensador. El diodo así no conduce, porque la placa es negativa con respecto al cátodo.

Cuando el potencial del punto A baja, C se descarga y, en principio, lo hace por R, pues el diodo está cortado, pero tan pronto como pasa una ligera corriente por R, ésta polariza el diodo de forma que la placa es positiva y conduce fuertemente. Como el diodo no tiene apenas R_i ,

no hay caída de tensión en sus extremos; por tanto, durante la descarga de C , la rejilla del segundo triodo está al potencial de cero con respecto al cátodo (están al mismo potencial).

Generadores de ondas en dientes de sierra.

Se llaman así unos dispositivos que generan unas ondas similares a los dientes de una sierra, como se muestra en la figura 32-18. Observamos que el tiempo que está la onda creciendo es mucho mayor que

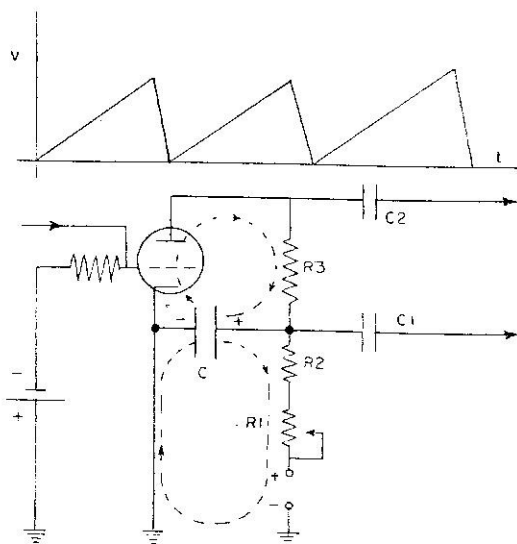


Fig. 32-18.

el tiempo que está decreciendo. Refiriéndonos al circuito de la figura, supongamos que la válvula está cortada. El condensador C se carga y lo hace por $R1$ y $R2$. Tardará un tiempo en cargarse. La válvula puede hacerse conductora, bien por un impulso que le llegue a la rejilla o incluso por variación de la tensión de placa, de manera que cuando la tensión de placa alcance un valor determinado, la válvula se haga conductora. De cualquiera de las dos formas que hagamos conducir la válvula, como es de gas, tan pronto como se inicie el fenómeno de conducción la válvula se hace fuertemente conductora y el condensador C se descarga instantáneamente por la válvula. Por tanto, la subida de

la tensión en el condensador se hará lentamente, según sean los valores de R_1 y R_2 , pero bajará casi verticalmente. La tensión en el condensador es, por tanto, semejante a los impulsos dibujados en diente de sierra.

A continuación dibujamos otros dos circuitos (figs. 32-19, *a* y *b*) para producir dientes de sierra. El primero lleva una lámpara de neón que no conduce hasta que la tensión en el punto *A* tiene un valor determinado con respecto a tierra.

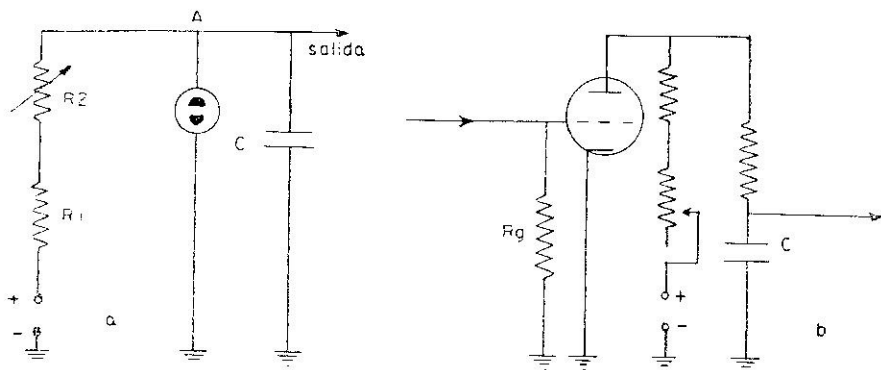


Fig. 32-19.

Al principio, como *C* está descargado, hay una rápida corriente de carga, las caídas de tensión en R_1 y R_2 son grandes, la tensión en el punto *A* es baja y la válvula no conduce. A medida que va aumentando el potencial en *C* (o en *A*, es el mismo punto), nos vamos acercando al potencial requerido para que la lámpara de neón se haga conductora. Tiene que ser así, ya que al cargarse *C* la *I* decrece y la caída de tensión en R_1 y R_2 también decrece y aumenta con ello el potencial de *A*. Cuando el potencial de *A* se hace el apropiado para que la válvula conduzca ésta lo hace fuertemente y *C* se descarga por la válvula, teniendo en la salida un impulso en dientes de sierra.

El segundo esquema es una válvula de alto vacío. Cuando llega un impulso la rejilla se hace fuertemente positiva, conduce mucho y el condensador *C* se descarga por la válvula; pero ocurre que inmediatamente, como la rejilla conduce, la rejilla se polariza negativamente por R_g y la válvula se corta, volviendo de nuevo a cargarse el condensador.

Resumiendo: que los circuitos generadores de dientes de sierra llevan un condensador que se carga por un camino de mucha resistencia, para tardar en cargarse, y se descarga por un camino de poca resistencia, para tardar poco en descargarse.

Circuitos retardadores.

Es interesante en muchas ocasiones, sobre todo en circuitos de gran precisión, como sucede en radar, que unos fenómenos ocurran un determinado tiempo después que otros. A los dispositivos que dan lugar a los retardos de tiempo se les llama *retardadores*. Muchísimos son los modos que hay para lograr esto.

Citaremos uno muy fácil de comprender y utilizado en radar. Supongamos el circuito de la figura 32-20, en el que es notable la polarización del cátodo: 120 V positiva con respecto a tierra. La válvula

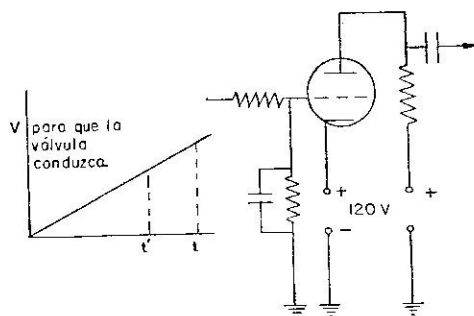


Fig. 32-20.

con esta polarización está cortada. Si a la rejilla le llega un impulso como el de la figura, la válvula sólo conducirá después del tiempo t' que la rejilla se hace con la polaridad apropiada con respecto al cátodo para que la válvula conduzca.

Si algunos tubos empezaran a funcionar al principio del impulso, este tubo, como todos los que le siguen, empieza a trabajar un tiempo t' después.



Fig. 32-21.

Para este objeto también se pueden utilizar los multivibradores. Por ejemplo, con unos impulsos como los de la figura 32-21, tenemos diferentes tiempos que, según se apliquen, podemos conseguir que unos circuitos estén más tiempo conduciendo que otros.

Conmutadores electrónicos.

Realmente, cualquier dispositivo capaz de dar impulsos es un conmutador electrónico. Podemos utilizar un impulso para encender o poner en marcha algo. También podemos parar por medio de impulsos algo que esté funcionando. Por ejemplo, supongamos que una válvula que deseamos controlar está polarizada al corte. En estas condiciones, esta válvula no se pondría en marcha por sí sola, pero podemos hacerla funcionar por medio de un impulso. Tan pronto como la válvula reciba un impulso como el de la figura 32-22, se pondrá a conducir y continuará conduciendo durante el tiempo que dure el impulso. El tiempo en reposo dependerá del tiempo que tarde en llegar un nuevo impulso. Otras veces se utiliza en radar el fenómeno invertido, tenemos una válvula conduciendo y nos interesa que deje de conducir durante un tiempo; en este caso hacemos lo mismo, pero le comunicamos impulsos negativos (fig. 32-23). En el tubo de rayos catódicos, para eliminar el retorno, llevamos a la rejilla un impulso negativo.

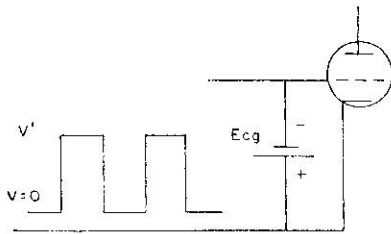


Fig. 32-22.

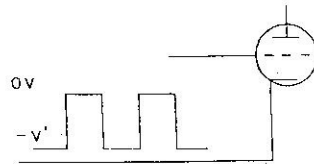


Fig. 32-23.

Circuitos contadores.

Cuando llega a la rejilla del triodo una señal, de manera que la válvula se corte con el semiciclo negativo, ocurre que, al no conducir la válvula (fig. 32-24), no hay caída de tensión en RL_1 y el potencial en A se eleva hasta el valor E_b , pero en este caso los condensadores C_1 y C se cargarán a través del diodo D_2 . D_1 no interviene, pues tiene la placa más negativa que el cátodo. Recordemos que $V = Q/C$; $V_c + V_{c1} = E_b$. Si C es grande con respecto a C_1 , la mayoría del voltaje caerá en C_1 .

Cuando llega el semiciclo positivo, la válvula conduce mucho de nuevo, el potencial en A baja, por lo que los condensadores se descargan. C_1 puede hacerlo, pues el cátodo es más negativo que la placa,

pero C no puede hacerlo: se lo impide $D2$, pues el cátodo es más positivo que la placa.

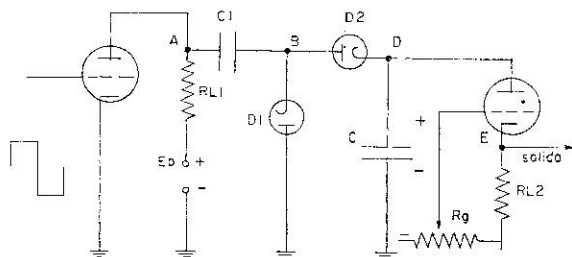


Fig. 32-24.

Cuando llega de nuevo el semiciclo negativo, C volverá a adquirir carga, unos pocos voltios, y así sucesivamente, hasta que el punto D haya alcanzado el potencial requerido para que la válvula de gas conduzca. Esta tensión necesaria depende de R_g .

El potencial de D siempre será más bajo que el de A , ya que es lo más a que puede cargarse, pues luego no conduciría $D2$.

Al conducir la válvula de gas lo hace fuertemente y C se descarga por ella. La fuerte corriente en esta válvula crea una diferencia de potencial en $RL2$ que será un impulso de corta duración.

Lo dicho podemos resumirlo en las figuras 32-25, a y b , que pueden

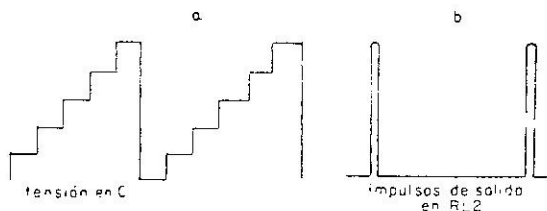


Fig. 32-25.

observarse perfectamente con un tubo de rayos catódicos, puesto en D y en E .

En este circuito, si E_b es elevada, $C1$ pequeño, C grande y R_g polariza muy negativamente la válvula de gas, C puede almacenar muchos impulsos.

Estos circuitos son de gran utilidad y se utilizan en muchos dispositivos, así como en laboratorios.

Divisor de frecuencia.

Es muy frecuente, en muchos dispositivos, que nos interese un disparo de un circuito por cada 2, 3, 4, 5, etc., disparos de otro. El dispositivo estudiado en la pregunta anterior nos solucionaría este problema y puede trabajarse con una frecuencia $1/2$, $1/3$, $1/4$, etc., de la anterior. El circuito contador es también un divisor de frecuencias. A la vez es también un circuito de retardo de tiempo.

Circuitos sumadores.

Se llama así a un circuito conectado de manera que la salida de dos o más válvulas se aplican a la vez a la rejilla de una sola válvula amplificadora, obteniendo a la salida una onda suma de las aplicadas.

* * *

Todos los circuitos que hemos dibujado en este capítulo con válvulas, podíamos haberlos estudiado con transistores.

Como ejemplo, pondremos el circuito de la figura 32-26.

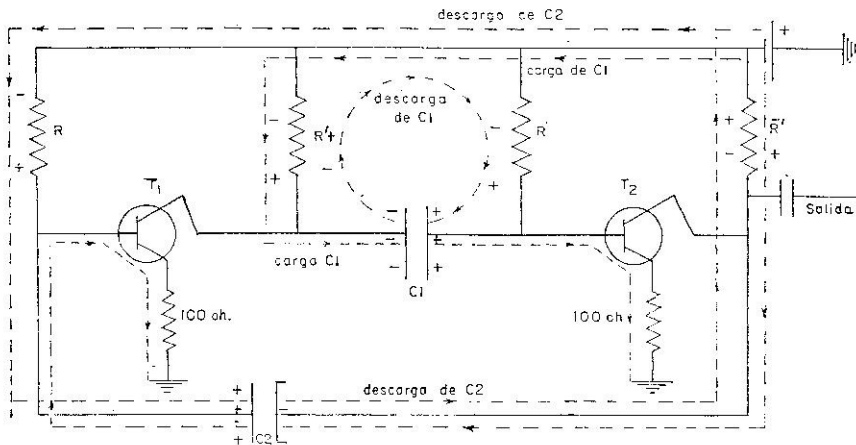


Fig. 32-26.

Las dos R son iguales. Las dos R' son iguales, y $C1 = C2$.

1.º Para que un transistor conduzca tiene que tener polarización emisor base. Si es P-N-P, la base tiene que ser más negativa que el emisor.

GENERACIÓN DE ONDAS NO SINUSOIDALES

2.º Supongamos que $T1$ conduce, $C2$ se carga según la figura por la resistencia base emisor y por R de $100\ \Omega$. Cuando $C2$ se carga, la base es más positiva que el emisor y $T1$ se corta.

3.º En ese momento empieza a conducir $T2$, $C1$ se va cargando, como se indica en la figura 32-27, hasta que la base se hace más positiva que el emisor.

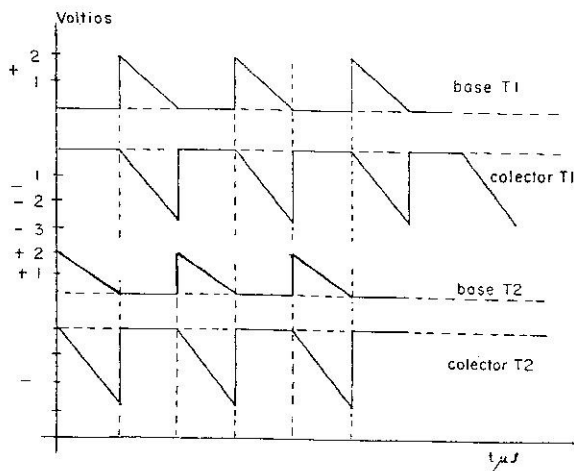


Fig. 32-27.

Una vez empezada la excitación, el vibrador se mantiene estable.

También puede ser controlado por un impulso exterior que se lleve a la base de $T1$. En este caso, $T1$ estaría controlado por el disparo. $T2$ estaría controlado por los impulsos del colector de $T1$, que cuando $T1$ conduce hay una caída de tensión en R'_1 .

CAPITULO XXXIII

FUENTES DE ALIMENTACION

Rectificación: necesidad y requisitos generales de las unidades de alimentación. Alimentación de los cátodos de las válvulas por C. A. Métodos para reducir el zumbido.

De los temas estudiados se deduce la respuesta a esta pregunta. Las tensiones de placa y pantalla son tensiones continuas. En los receptores, del orden de los 350 V. En los emisores depende de su potencia. En los equipos de barcos, varían entre los 600 V y los 2.000 V, si bien esto es muy relativo y depende del tipo de válvulas. Los tubos de rayos catódicos necesitan tensiones de varios miles de voltios. La polarización de rejilla, sea cualquiera la forma de producirla, es continua: de unos voltios en los receptores, pero elevada en los pasos de potencia en clase C de los emisores.

La tensión alterna que llega a las válvulas es sólo como tensión de excitación, y es la que normalmente utilizamos después de amplificada.

Únicamente se utiliza tensión alterna para calentar los filamentos de las válvulas, bien hagan éstos de cátodo, como en el caldeo directo, o bien sea para calentar al cátodo en los de caldeo indirecto. Esta forma de calentar los filamentos origina ruidos en forma de zumbidos.

Para poder utilizar este sistema de caldeo, que es muy práctico, es necesario eliminar en parte estos zumbidos.

Esto se logra con circuitos como los señalados en la figura 33-1 o similares.

En ambas figuras, el centro del transformador va a tierra. Las dos son casi idénticas, si bien en una hemos tomado la polarización de rejilla del mismo dispositivo.

Los zumbidos se evitan poniendo en los transformadores toma media. Las componentes que pasan por los dos devanados del secundario son opuestas y anulan sus campos magnéticos. Tampoco producen estas corrientes magnetización, pues sus efectos se anulan. La corriente continua que entra por tierra al centro del transformador es la que va a la placa

y a la rejilla pantalla si la hay. En las figuras dibujamos la corriente de electrones y el camino que siguen. Las corrientes de radiofrecuencia se cierran por tierra a través de los condensadores. Estos condensadores son fundamentales. Tienen el mismo objeto que el puesto en los cátodos shuntando a R_k , pero más importantes, ya que si la R. F. pasara por el transformador se atenuaría totalmente. Si las frecuencias son bajas se puede poner un choque. En caso contrario no es necesario, pues el mismo devanado hace de choque, ya que en R. F. los condensadores presentan poca reactancia, prácticamente nula, y, en cambio, el transformador presenta gran reactancia.

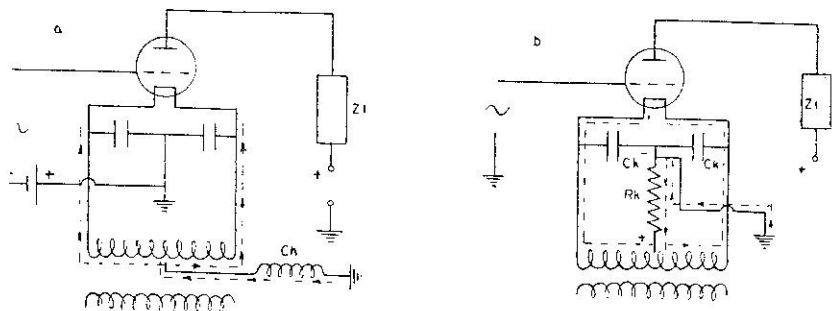


Fig. 33-1.

No obstante, esto no elimina todos los ruidos, pues la corriente media del filamento será variable y, por tanto, la temperatura instantánea también es variable y, con ello, la emisión de electrones del cátodo, aunque este ruido se puede evitar *si la temperatura media es superior a la temperatura de saturación*.

De todas maneras, los ruidos no pueden evitarse del todo. No obstante, se mejora el sistema, si además de tener en cuenta lo comentado aquí utilizamos válvulas de caldeo indirecto. De esta forma, y si las válvulas están bien construidas, el problema está resuelto.

Por si necesitáramos válvulas de caldeo directo por razón de grandes corrientes esto sería para utilizarlas en los últimos pasos, bien de un receptor, de un amplificador de sonido, etc. En estos casos, como la señal es muy fuerte en los últimos pasos, el pequeño ruido que puede producirse a pesar de las precauciones anteriores no tiene importancia.

También se utiliza mucho en los pasos de potencia de los emisores.

En lo que respecta a la polarización de rejilla se estudió en el capítulo correspondiente.

Como en la práctica no se puede disponer de fuentes de alta tensión continua, siempre que necesitemos estas tensiones en electrónica lo que

se hace es utilizar la corriente alterna, que es muy fácil de transformar para obtener los voltajes necesarios, después la rectificamos y tenemos resuelto el problema de la tensión de alimentación a los distintos equipos electrónicos.

Elementos de uso corriente como rectificadores. Características y aplicaciones peculiares de cada uno. Válvulas de vacío, de vapor de mercurio. Selenio. Silicio. Óxido de cobre.

En general, todos los dispositivos rectificadores son elementos que conducen en un solo sentido.

Las válvulas de vapor de mercurio o de gas se utilizan en lugar de las de alto vacío, ya que sabemos que es fácil obtener en ellas fuertes corrientes. Las válvulas corrientes de alto vacío tienen ventaja de que la corriente empieza a fluir en seguida que aplicamos la tensión, mientras que en las de vapor de mercurio es necesario que las tensiones tengan un determinado valor, suficiente para iniciar el fenómeno. Si la tensión aplicada se hace menor de un determinado valor, la corriente cesa; por tanto, hay que prever esto.

Antes de iniciar el fenómeno hay que calentar el cátodo a una temperatura determinada. Incluso cuando un equipo está en sitios fríos es conveniente instalar una lámpara o resistencia para que mejore la temperatura ambiente del lugar donde están las lámparas de vapor de mercurio. Aparte de esto, al poner en marcha un rectificador con estas válvulas hay que encender el cátodo por lo menos medio minuto antes de dar la alta tensión; de lo contrario, las válvulas pueden ser dañadas.

Por ello, con equipos de poca potencia, como son los receptores y demás, se utilizan válvulas de alto vacío.

Cuando necesitamos grandes potencias, disponemos de tensiones para rectificar superiores a los 1.000 V, utilizamos las lámparas de gas, ya que además de dar mucha corriente, presentan poca R_i y, por tanto, tienen menos consumo. También los filamentos de las válvulas de gas consumen menos que los filamentos de las válvulas de vacío.

Hay ciertos cuerpos que, tratados convenientemente, ofrecen gran resistencia al paso de la corriente en un sentido y, en cambio, le ofrecen poca en sentido contrario.

Las combinaciones utilizadas son el cobre y óxido de cobre, el selenio y el hierro, además de los diodos de silicio y germanio que ya hemos estudiado ampliamente.

Estas combinaciones se presentan en forma de láminas, bien como discos o como rectángulos o cuadrados. En los de cobre, una de las caras del disco se recubre de óxido de cobre. Los de selenio son discos de hierro que tienen una de las caras recubiertas de selenio. En la práctica

se les llama simplemente de cobre o de selenio. En la figura 32-2 mostramos su forma aproximada si son de disco. Están montados en un eje.

Estos cuerpos y debido a sus propiedades de dejar pasar la corriente en un sentido y bloquearla en el otro, se utilizan muchísimo como rectificadores. El símbolo es como se muestra en las figuras 33-2-3-4.

Los electrones se mueven en el sentido contrario a la flecha, y, por tanto, teniendo en cuenta el camino de los electrones, que es el que utilizamos normalmente, diremos que los electrones se mueven en sentido *contrario a la flecha*. Lo normal es que la flecha indicara el sentido de los electrones, pero como todos los libros indican este sentido, lo respetamos (indica el sentido convencional de la corriente).

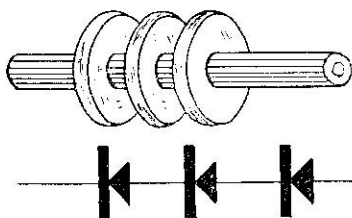


Fig. 33-2.

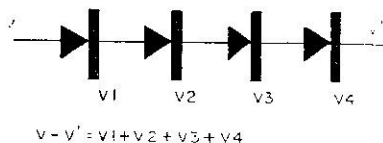


Fig. 33-3.

Estos discos soportan bajas tensiones, y es pequeña la intensidad de corriente que puede pasar sin que se deterioren. Sin embargo, eso no es obstáculo para su utilización, pues debido a su forma de arandelas se pueden poner sobre un eje los que deseen y aguantar así potenciales considerables (fig. 33-3).

Si necesitamos más intensidad, los ponemos en paralelo, como indicamos en la figura 33-4. También podemos colocar varias series en paralelo si necesitamos grandes voltajes y grandes intensidades.

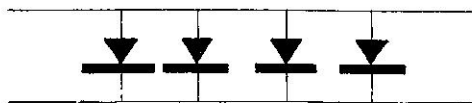


Fig. 33-4.

Los rectificadores de cobre apenas se usan, ya que los de selenio pueden soportar mayores tensiones y dejar pasar más intensidad de corriente por unidad de superficie.

Un rectificador sería ideal si tuviera resistencia cero en un sentido y

resistencia infinita en el otro. Esto, en la realidad, no es posible, pero se aproximan más los selenios que los cobres.

Los diodos de cristal de silicio y germanio que se han estudiado ampliamente sustituyen modernamente a los de selenio por sus muchas ventajas.

En los receptores que llevan válvula, el rectificador suele ser de válvulas; en caso contrario, se utilizan los rectificadores secos de selenio, si bien éstos van dejando paso a los diodos de cristal, de germanio o silicio.

Circuitos rectificadores: media onda. Onda completa.

Antes de entrar en materia, tengamos presente que un transformador con toma media equivale a dos circuitos (fig. 33-5) o dos fases, que tienen retorno común y que en los devanados del transformador están las corrientes en oposición de fase. Medio ciclo será más positivo un extremo del transformador con respecto a tierra, y otro medio ciclo lo será el otro extremo (tierra o toma central del transformador).

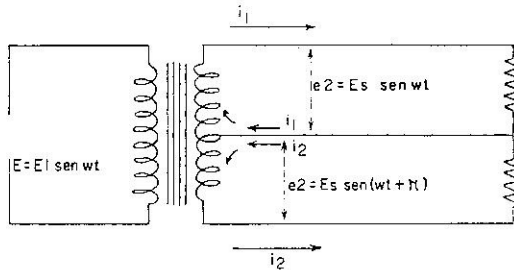


Fig. 33-5.

El diodo es una válvula que sólo conduce electrones en un sentido, y esto ocurre cuando la placa es más positiva que el cátodo. Según esto, si aplicamos entre la placa y el cátodo de un diodo una tensión alterna, la válvula sólo conducirá corriente, el medio ciclo que la placa es más positiva que el cátodo (fig. 33-6). Por tanto, ya tenemos rectificada la corriente alterna. Esta corriente quedará variable, pero no negativa. En la resistencia R sólo habrá caída de potencial cuando pase por ella corriente, y sólo pasará según los electrones que suben de A a B . El punto B siempre será más positivo que el A . Si fuera un diodo de cristal, los fenómenos son análogos (fig. 33-6, b).

Si quisiéramos que circulara corriente por la resistencia, durante los

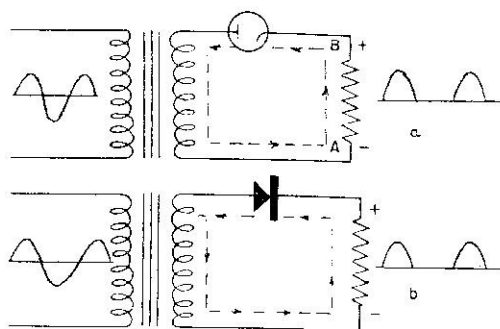


Fig. 33-6.

ciclos completos de la tensión alterna, pondríamos un dispositivo similar a los de las figuras 33-7 y 33-8.

Explicamos la primera, si bien la segunda es igual, pues basta con poner los diodos de cristal donde las válvulas.

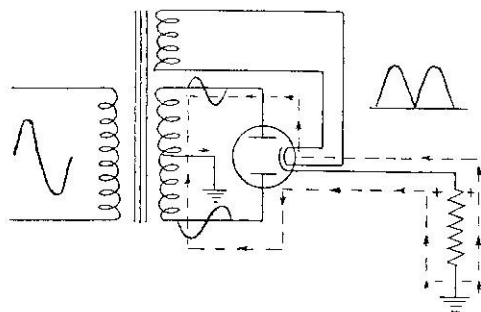


Fig. 33-7.

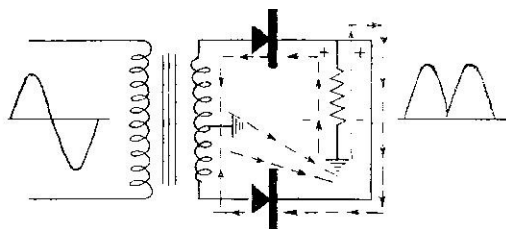


Fig. 33-8.

En lugar de dos válvulas ponemos una sola con dos placas (equivalente a dos válvulas), de manera que medio ciclo de tensión una placa es positiva con respecto al cátodo, y en el otro medio ciclo es positiva la otra placa. El cátodo está unido al centro del transformador. De esta manera, en la resistencia RL pasarán electrones durante las dos mitades del ciclo de corriente. En el esquema, el transformador tiene otro secundario, de donde sale tensión para calentar los filamentos de la válvula rectificadora.

La tensión que obtenemos en RL no es útil en radio, pues es necesario que sea más constante. Para obtener una tensión más constante a partir de la tensión que tenemos en RL , la hacemos pasar por unos filtros cuyo objeto es hacer una tensión media constante.

Puente.

Si no tenemos un transformador con toma media, podemos rectificar una tensión alterna con circuitos como los de las figuras 33-9 y 33-10.

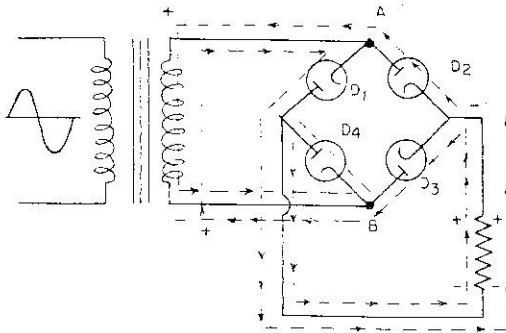


Fig. 33-9.

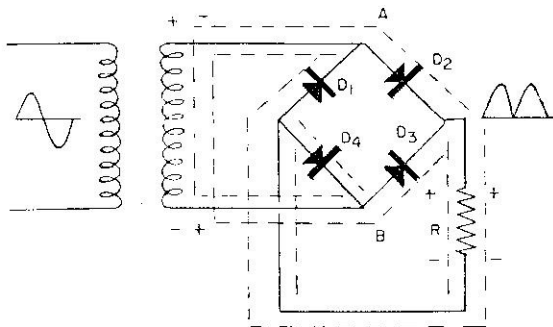


Fig. 33-10.

En la primera tenemos cuatro diodos válvulas, y en la segunda, cuatro diodos secos. Ambos se explican por sí solos teniendo en cuenta el camino que dibujamos para los electrones.

Un diodo conduce cuando la placa está puesta a un punto más positivo que el cátodo. Recíprocamente, un diodo conduce cuando el cátodo está puesto a un punto más negativo que la placa. Por tanto, en el semiciclo que *A* es más positivo (+) que *B*, conducen los diodos *D2* y *D4*; *D2*, porque la placa es más positiva que el cátodo; *D4*, porque el cátodo es más negativo que la placa.

Al siguiente semiciclo, *B* es más positivo que *A* y conducen *D3* y *D1* por la misma razón anterior.

Siempre que conducen dos diodos lo hacen por *R*; luego obtenemos los dos semiciclos.

Este sistema tiene la ventaja de que no es necesario transformador con toma media. Con diodos de cristal, y poniendo varios ramilletes, se logran magníficos rectificadores para potencias elevadas. En los emisores de barcos, por ejemplo, este sistema sustituye a las rectificadoras de vapor de mercurio, ocupan poco sitio y son un circuito muy seguro.

Multiplicadores de tensión.

Cuando deseamos multiplicar la tensión, utilizamos un transformador; ahora bien, en algunos casos puede ser conveniente utilizar otros dispositivos para estos fines. En la figura 33-11 dibujamos dos duplicadores de tensión, un triplicador y un cuadriplicador.

En el primer duplicador suponemos primera la válvula superior con la placa positiva y el cátodo negativo; luego se nos carga *C1*. Al llegar

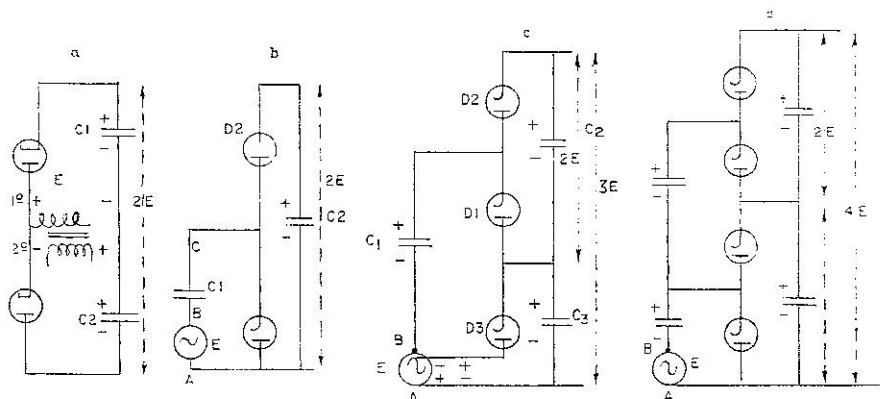


Fig. 33-11.

el próximo semiciclo, ocurre al revés, y es que el cátodo de la segunda válvula se hace negativo, y la placa, positiva; luego conduce y se carga $C2$, según mostramos en la figura. Entre los extremos de los condensadores tendremos dos veces la tensión aplicada.

En el segundo duplicador, el punto A es más positivo que el B , $D1$ conduce y se carga $C1$. Al próximo medio ciclo, la tensión de A es negativa con respecto a B , luego entre A y C tendremos la tensión del generador más la de $C1$, luego $C2$ se nos carga a $2C1$. Es decir, durante medio ciclo se carga $C1$ por $D1$, y se descarga al siguiente medio ciclo por $D2$, cargando $C2$ en unión del potencial del generador.

El condensador $C2$ tiene un solo impulso por cada ciclo.

En el *triplicador*, cuando A es más positivo que B , conduce $D1$ y se carga $C1$. Cuando B es más positivo que A , se carga $C3$ a la tensión E y $C2$ a la tensión E más $C1$. Es decir, tenemos de salida $3E$.

Circuitos polifásicos.

Ya hemos visto, en los rectificadores de media onda y de onda completa, que la corriente que da un rectificador no es continua, sino positiva pulsante, o sea variable dentro de su valor positivo.

Si utilizamos para rectificar una corriente, por ejemplo, trifásica, de la que es fácil disponer, al rectificarla por un dispositivo, como el de la figura 33-12, *a*, bien por diodos de válvulas o de cristal, obtenemos una corriente media, que si bien no es una onda continua casi lo es (figura 33-12, *b*), y necesita muy poco filtrado para poder utilizarla.

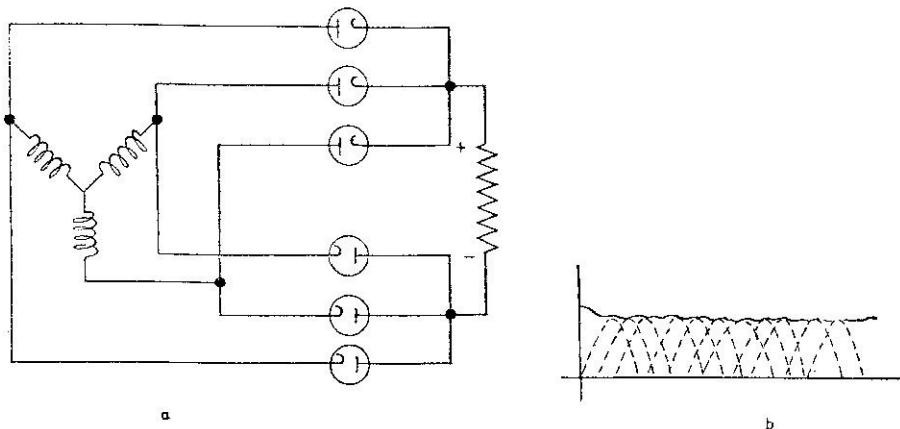


Fig. 33-12.

Tensión inversa de cresta y corriente de cresta.

Distinguiremos dos casos. Según el rectificador sea de media onda o de onda completa. En la figura 33-13 tenemos un rectificador de media onda en el que se ve muy bien el fenómeno. Cuando la placa es más positiva que el cátodo, el condensador se carga a la tensión máxima o de cresta, pero seguidamente la parte A del condensador se hace más negativa, por el semiciclo negativo; luego al hacer A más negativo, el condensador está a la tensión inversa más la máxima o de cresta que él tenía. A esta tensión se le llama tensión inversa de pico.

La expresión que relaciona (fig. 33-14) la tensión media con la máxima o de cresta, es la dada por la fórmula:

$$E_{\text{máx}} = \pi E_{\text{media}} \quad (E_{\text{media}} \text{ es la continua}).$$

Recordar que en un semiciclo el valor medio es $2/\pi$ del valor máximo; luego como tenemos medio ciclo sí y medio no, nos queda que el valor medio será la mitad o sea $2/2\pi$ del máximo y el máximo será π por el valor medio.

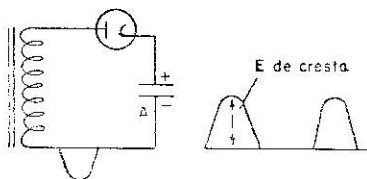


Fig. 33-13.



Fig. 33-14.



Fig. 33-15.

En un rectificador de onda completa, al haber doble semiciclo, la tensión media o continua es doble que en el caso anterior (fig. 33-15):

$$E_{\text{máx.}} = \frac{\pi E_{\text{continua}}}{2}$$

la tensión media de la tensión inversa de pico es igual que la media de rectificar una onda completa.

Esto es importante en el proyecto de circuitos, ya que los elementos deberán ser capaces de soportar las tensiones inversas de pico.

Corriente media rectificada.

La corriente media viene expresada por las relaciones que siguen, según se trate de media onda o de onda completa.

$$I_{\text{media}} = \frac{E}{2(R_i + RL)};$$

$$I_{\text{media}} = \frac{E}{R_i + RL}.$$

FILTROS. REGULACION DE TENSION. FUENTES DIVERSAS

Filtros, su objeto.

El filtro, en rectificación, es un dispositivo que tiene por objeto proporcionar una salida que proviene del rectificador, lo más continua posible (constante). Según los usos que demos a las corrientes rectificadas, los filtros serán más o menos severos.

Filtros de entrada por choque.

Hemos dicho en secciones anteriores que la corriente que da un rectificador no es una corriente continua, sino una corriente positiva pulsante (dijimos, al hablar de los impulsos en el amplificador clase C y en las ondas cuadradas, que están formadas por componentes de distintas frecuencias) formada de componentes de distintas frecuencias, supuesto un rectificador de doble onda (el de media onda apenas se utiliza) tenemos una onda como se muestra en la figura 33-16. El valor máximo viene dado por la expresión

$$I_{\text{máx}} = \frac{E_{\text{máx}}}{R_r + RL}$$

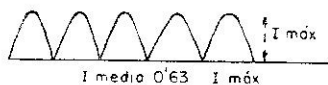


Fig. 33-16.

siendo R_r la resistencia del rectificador y RL la resistencia de la carga. La intensidad media es $I_{\text{med}} = 0,63 I_{\text{máx}}$.

En la figura 33-17 tenemos un filtro con inductancia de entrada. Sabemos que la bobina crea una fuerza contraelectromotriz de autoinducción que se opone a las variaciones de la corriente que pasan por ella, ya que cuanto mayores son estas variaciones, mayor es la f. c. e. m. de autoinducción.

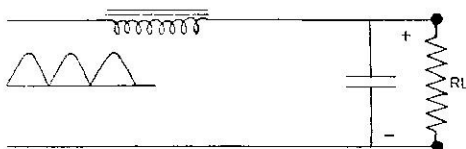


Fig. 33-17.

La bobina se opone a las variaciones de corriente del rectificador, ya que cuando éste da un impulso de corriente hacia la carga, la bobina se opone al paso de la corriente, almacenándola en forma de energía electromagnética que tenía almacenada, y así se evita que la corriente que llega a la carga sea cero. Cuando la bobina va a agotar el almacenamiento de energía electromagnética, le llega un impulso del rectificador y el fenómeno se repite. Es decir, la bobina elimina la llegada de máximos a la carga, porque es entonces cuando capta energía y elimina la llegada de ceros a la carga, porque entonces ella coge energía.

Este razonamiento se podía enfocar de otra manera, pero éste nos parece bastante claro y por ello lo escribimos así.

Filtros de entrada por condensador en paralelo.

Un filtro de este tipo se muestra en la figura 33-18. En este caso, cada vez que la tensión que da el rectificador pasa por un máximo, $C1$ se carga hasta un valor poco menor que el de cresta o máximo. En estas condiciones, el rectificador no puede entregar corriente al filtro, puesto que no hay diferencia de potencial entre la tensión que da el filtro y la que tiene el condensador.

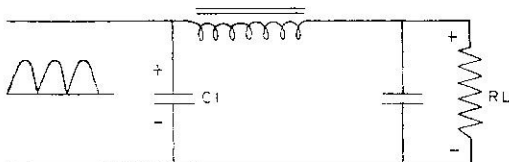


Fig. 33-18.

A partir de este momento (momento en que el rectificador da un máximo) el condensador empieza a descargarse, hasta que le llega un nuevo impulso del rectificador. Este máximo tiene más voltaje que el condensador (el condensador ha perdido cargas y de nuevo hay una corriente del rectificador al filtro hasta que se carga el condensador). El condensador, después, cede sus cargas a la resistencia de carga RL . En la figura 33-19 dibujamos dos curvas, la a , suponiendo que RL tiene poco consumo, y la b , que tiene más consumo.

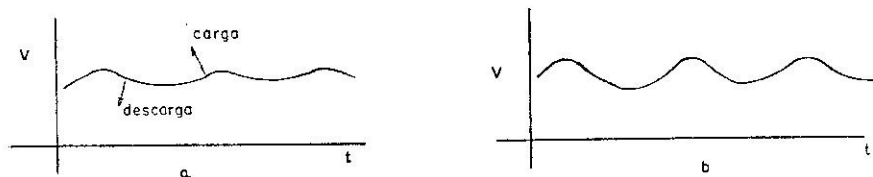


Fig. 33-19

Siempre que no haya un gran consumo de corriente tendremos una buena rectificación, pues se comprende que de no ser así el condensador se descargaría mucho y entonces habría mucha variación de su tensión en la descarga con respecto a la carga en función del tiempo, y tendríamos mal filtrado.

En la figura 33-18 hemos dibujado, además, una L y una $C2$. La L aplanará más la corriente; $C2$ también contribuye a mejorar la rectificación.

Comparando el sistema de entrada por bobina y el de entrada por condensador, podemos sacar algunas conclusiones:

La tensión de salida en el caso de entrada por condensador es mayor que en el caso de bobina. El condensador se carga a las tensiones máximas y a estas tensiones está aproximadamente RL . Ahora bien, este sistema da poca corriente, lo que es lógico, pues ya hemos dicho que si diera mucha en seguida se descargaría el condensador y no tendría efecto el filtro. Por ello se utiliza en receptores y equipos similares, donde se necesita mucho voltaje y sólo unos miliamperios. Si en el circuito de entrada por condensador la carga absorbe más corriente, el potencial del condensador se vendría abajo; por tanto, además de mal filtrado tendríamos mala regulación de tensión.

Por lo contrario, un filtro de entrada por bobina tiende a sacar del rectificador una corriente constante por los fenómenos magnéticos que sabemos tienen lugar en la bobina. En estas condiciones tenemos mejor regulación y podemos suministrar elevadas potencias.

Filtros. Resistencia-capacidad.

Esta pregunta, en parte, está contestada. En la figura 33-20 tenemos un filtro de este tipo. Nos interesa que la tensión en $C1$ se mantenga constante. Al poner R , la constante de tiempo de carga y descarga de $C1$ aumenta y se descargará más lentamente, con lo que la tensión se mantiene prácticamente constante. Esto sólo sirve para bajos consumos, ya que si el consumo es grande, las pérdidas en R serían grandísimas, pues en ella habría mucha disipación de energía y, además, mucha caída de tensión. Tiene la ventaja que es más económico que la bobina y menos pesado, y se puede utilizar en aparatos de muy poco consumo, como son los receptores comerciales pequeños.

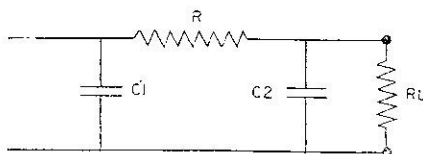


Fig. 33-20.

Filtros de varias secciones.

A medida que necesitamos una rectificación más ideal, mejor filtrada, puede ser necesario incluir en el filtro más secciones, como indicamos en la figura 33-21.

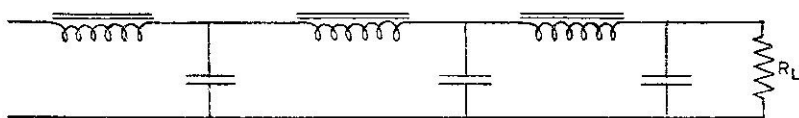


Fig. 33-21.

El objeto de un filtro con dos o más secciones es lograr diferentes grados de ondulación en la salida, cuando la tolerancia de distintos circuitos es diferente. El reducir la ondulación lleva consigo gastos de elementos, de peso y de consumo. Por ello sólo evitamos al máximo la ondulación en los pasos en que es necesario, y en los demás damos más tolerancia al filtrado.

Los filtros están compuestos por una serie de condensadores y bobinas debidamente calculados. Ya sabemos que las bobinas tienen mucha reactancia en las altas frecuencias; los condensadores, en las muy ba-

jas. Con ambos elementos se pueden formar circuitos resonantes, serie y paralelo, etc.

En todos los filtros que hemos estudiado, R_L representa la carga que puede ser un receptor, un emisor, etc.

Si la carga sufre una avería, ocurre que el filtro y el rectificador pueden estropearse.

Para evitar esto se pone en paralelo con R_L una resistencia grande: $R_d \gg R_L$.

Cuando la carga funciona, como tiene poca R_L con respecto a R_d , resulta que prácticamente toda la intensidad se va por R_L , puesto que están en paralelo y es mucho más pequeña; por tanto, en R_d hay pocas pérdidas.

Si la carga sufre una avería, ocurre que el filtro y el rectificador funcionarán normalmente y no sufrirán.

A esta resistencia se le llama resistencia de drenaje. No la hemos dibujado en los esquemas anteriores para hacer más claras las explicaciones (véase figura 33-22).

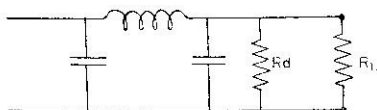


Fig. 33-22.

Zumbido residual. Máximo tolerable según las aplicaciones.

Esto depende de cada circuito en particular. Por ejemplo, en un sistema de amplificación, los primeros pasos admiten un mínimo de ruido, sobre todo el primer paso, al que llegan las señales más débiles, y podrían ser enmascaradas por el ruido si éste tiene cierto valor.

En cambio, para los últimos pasos de un amplificador, se puede tener mucha más tolerancia en la ondulación de la corriente rectificada, pues la señal en estos pasos ya es muy fuerte y difícilmente puede ser enmascarada por el ruido.

También influye en la tolerancia el destino de la rectificación; por ejemplo, en una emisora radiotelegráfica el zumbido es menos importante que en una emisora radiotelefónica, etc.

Estabilización de tensión. Circuitos de alimentación estabilizados. Válvulas reguladoras.

En el esquema de la figura 33-23 mostramos, de una manera sencilla, cómo se puede regular la tensión por una válvula gaseosa. De la placa de

la válvula sacamos la tensión regulada. Veamos cómo tiene lugar el fenómeno. Si la válvula no estuviera, al variar I , porque variara la carga, cosa normal en muchas ocasiones, habría más caída de tensión en R y bajaría el potencial en el punto A . Si disminuye I , disminuirá $I \cdot R$ y aumentará el potencial en A .

Veamos qué ocurre con la válvula. Las válvulas gaseosas, más que las de alto vacío, tienen una resistencia variable, o, dicho de otra forma, son resistencias variables. En estas condiciones, la I que pasa por R es $I + I_v$. Supongamos que I aumenta, el potencial en A debería disminuir por ser mayor la caída de tensión en R , pero no es así, porque en este momento circula menos corriente por la válvula, es decir, I_v disminuye (porque disminuye la tensión de placa) e $I + I_v$ se mantiene constante. Por el contrario, si I disminuye, tenderá a aumentar el potencial en A , pero ocurre que aumenta I_v , y la suma $I + I_v$ no varía. Esto, repetimos, dentro de los límites que la válvula permite.

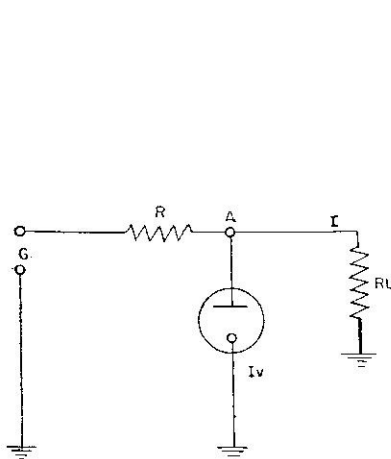


Fig. 33-23.

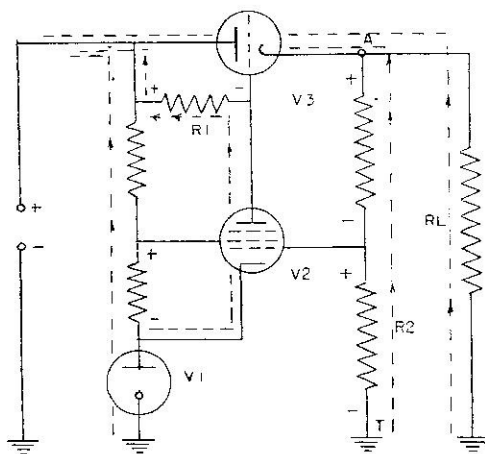


Fig. 33-24.

Si se necesita regular mucho voltaje, se pueden poner más válvulas en serie, aunque normalmente se utilizan otros circuitos aprovechando las propiedades de las válvulas gaseosas, llamadas en estos circuitos estabilizadoras. Un circuito típico de regulación es el que se muestra en la figura 33-24. La válvula $V1$ es una estabilizadora gaseosa que mantiene constante el potencial del cátodo en $V2$ con respecto a tierra. La rejilla de $V2$ está polarizada por $R2$.

Veamos qué ocurre si aumenta la intensidad que recorre la carga. Pasarán más electrones por la carga y subirán menos de T hacia A . Entonces, hay menos caída de tensión en $R2$, y la rejilla de $V2$ se hace más

negativa, es decir, menos positiva con respecto a tierra, y como el cátodo no ha variado su potencial con respecto a tierra, V_2 conducirá menos electrones, y menos electrones pasarán por R_1 .

Al circular por R_1 menos electrones, hay menos caída de tensión, lo que equivale a hacer la rejilla de V_3 menos negativa, con lo que V_3 deja pasar mejor la corriente de electrones, lo que significa que disminuye su resistencia, con lo que se reduce la caída de tensión en V_3 , y, por tanto, la caída de tensión del generador no se altera. Si la intensidad de la carga disminuye, circularán más electrones de T a A ; esto es lógico, ya que significa que la carga ha aumentado su R , y, por tanto, los electrones irán ahora con más facilidad de T a A que antes. En estas condiciones hay más caída de tensión en R_2 , la rejilla de V_2 se hace más positiva con respecto a tierra y, por tanto, con respecto al cátodo. V_2 conducirá mejor y habrá más caída de tensión en R_1 y la rejilla de V_3 se hará más negativa, por lo que V_3 dejará pasar menos electrones, o sea, aumenta su resistencia, por lo que el generador sigue sin afectarse, así como la tensión en el punto A . Resumiendo, V_3 es una válvula con R variable, y estamos como en el caso sencillo de la válvula de gas; en este caso, la V_3 equivale a la R del circuito anterior, pero que es variable. Que aumenta la intensidad, V_3 disminuye su R y, por tanto, la caída de tensión no varía. Que disminuye la I que circula por V_3 , ésta aumenta su R y la tensión se mantiene constante.

Sistemas de filtros graduales.

Esta pregunta se ha contestado en la pregunta de filtros de varias secciones.

Los pasos de potencia tienen gran consumo, pero necesitan menos filtrado por ser grande la excitación de señal que llega a ellos, y como en el filtrado hay pérdidas, de acuerdo con el consumo de la carga, al evitarlo evitamos pérdidas y, además, ahorramos elementos de filtro, que, por ser en los pasos de potencia, donde las tensiones y corrientes pueden ser elevadas, resultan caros y ocupan volumen.

Los primeros pasos del amplificador, sobre todo el primero, requiere un filtrado riguroso, si bien como los consumos son pequeños no hay en él grandes pérdidas.

Para solucionar ambos casos se ponen filtros con varias salidas, graduadas a diferentes filtrados, y tomamos la salida conveniente para cada circuito.

Fuentes de alimentación para altas tensiones.

Esta pregunta ha quedado contestada a lo largo del capítulo. Para altas tensiones utilizaremos rectificadoras con alineación trifásica, y con

ello, como vimos en su momento, obtenemos una rectificación magnífica que necesita poco filtrado, además de otras ventajas que esto lleva consigo.

Fuentes de alimentación con vibrador.

A pesar que estos dispositivos están perdiendo su valor, debido a los transistores, explicaremos un circuito por exigirlo el programa, y porque, además, es de fácil comprensión.

El objeto del vibrador es obtener una tensión variable a partir de una baja tensión continua, para así poder transformarla en la tensión que nos convenga.

Esto se muestra en un aparato como el de la figura 33-25. E es un electroimán; por tanto, al pasar los electrones por su bobina atraerán a la lengüeta vibrante B , que por ser muy elástica, vibrará entre las flechas de contacto. Los electrones que entran por las flechas vuelven al positivo

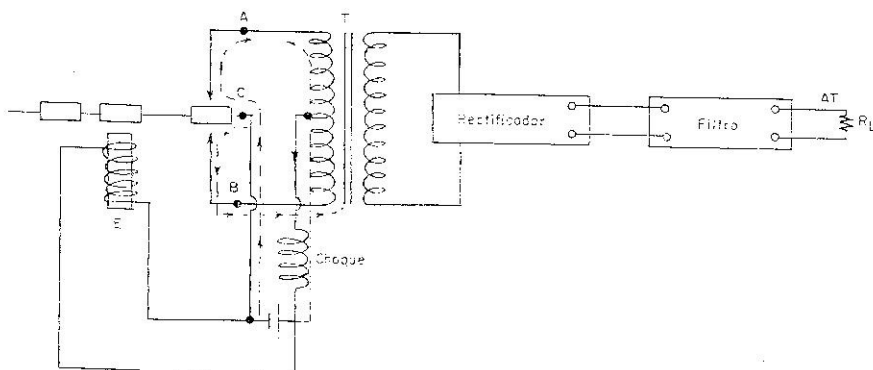


Fig. 33-25.

de la pila por el primario del transformador. Como está constantemente variando la entrada de los electrones al transformador, tendremos que dicho primario creará un campo electromagnético variable, que induce en el secundario del transformador una f. e. m. inducida. Si el secundario tiene más espiras, en él tendremos más voltios. Después, sólo tenemos que rectificar esta corriente por una válvula o por diodos de germanio, silicio, etc.; después se filtra y así obtenemos una tensión de muchos voltios, partiendo de pocos.

Los vibradores tienen chispas en sus contactos, y esto limita su vida. Se evita en parte este chispeo colocando una R entre A y C , y otra en B y C .

El choque evita que las corrientes variables pasen por la fuente de alimentación.

Aplicación de los transistores a los sistemas de alimentación.

Circuitos típicos.

Ya hemos dicho en varias ocasiones que los transistores sustituyen a las válvulas en todo circuito donde es posible su utilización.

En los rectificadores, los diodos de silicio sustituyen a la válvula diodo de alto vacío. Ya hemos dibujado muchos circuitos en su momento.

En los barcos, para emisoras de poca potencia y para alimentar algunos receptores, si sólo se dispone de generadores de continua de 12 V ó 24 V, hay unos osciladores de transistores que generan corriente alterna de baja frecuencia; luego podemos utilizar un transformador para elevar la tensión lo necesario, un rectificador y un filtro y, de esta manera, obtenemos una alta tensión partiendo de la tensión de 12 ó 24 V.

Como oscilador se pueden utilizar los estudiados con válvulas en el capítulo de generadores de ondas no sinusoidales, si bien con transistores. Que si en dicho capítulo sólo hemos puesto un circuito con transistores ha sido por no alargar demasiado su contenido.

A continuación dibujamos un circuito típico como los mencionados (fig. 33-26).

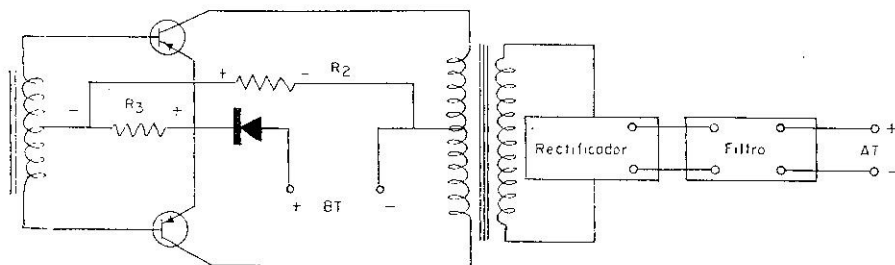


Fig. 33-26.

R_2 y R_3 son resistencias de polarización. Forman un sencillo divisor de tensión. El diodo está para proteger el equipo si le conectamos a polaridad invertida, en cuyo caso no conduce.

En la alimentación de transistores no se puede olvidar el diodo de Zener como regulador de tensión y, por ello, las siguientes y últimas líneas.

En la figura 33-27 mostramos un ejemplo. Es similar al estudiado en la regulación con la válvula de gas, ya que, como ésta, el diodo de Zener sólo conduce cuando la tensión inversa ha alcanzado un determinado valor.

El diodo tiene polarización inversa; por ello sólo conduce cuando llega al valor para el que ha sido calculado. La tensión en el punto *A* es la del generador menos la que cae en R : $VR = R(IL + I_Z)$; $VA = VC - VR$. Si IL disminuye, la caída de tensión en R deberá ser menor, y aumenta VA , pero entonces el diodo conduce mejor y aumenta I_Z , por lo que $IL + I_Z$ permanece constante.

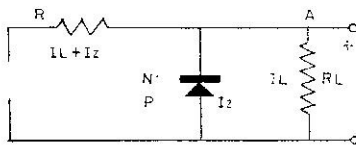


Fig. 33-27.

Si la intensidad de la carga aumenta, caerá más tensión en R y tenderá a bajar la tensión en A , pero el diodo conduce peor, disminuye I_Z y sigue constante la suma $IL + I_Z$.

El diodo de Zener ha de estar calculado para la temperatura apropiada. Por lo demás, es muy sensible.

Estos dispositivos son para pequeñas potencias, pero sirven muy bien para receptores de transistores, oscilógrafos, etc. Por otra parte, ya sabemos que los problemas de limitación son cuestión de tiempo.

Se pueden regular mayores potencias utilizando transistores, circuitos que no detallamos aquí, pero que si se ha estudiado este texto con cierta aplicación no habrá obstáculos para interpretar cualquier circuito que se presente en la práctica.

SEGUNDA PARTE

SISTEMAS DE COMUNICACIONES

CAPITULO XXXIV

TRANSMISORES

Transmisores para modulación de amplitud. Esquema de principio y descripción de un transmisor típico.

Un transmisor de este tipo es un conjunto de circuitos, en los cuales hay que distinguir dos grandes bloques:

- 1.º El que crea la R. F. y la amplifica hasta un valor apropiado; y
- 2.º El conjunto de circuitos que amplifican la baja frecuencia del mensaje hasta el valor correcto.

Es decir, hay un conjunto de circuitos de R. F. y otro conjunto de B. F. Además, como en todo emisor, debemos tener un sistema de antena.

En el gráfico de la figura 34-1 tenemos un emisor en bloques de este tipo.

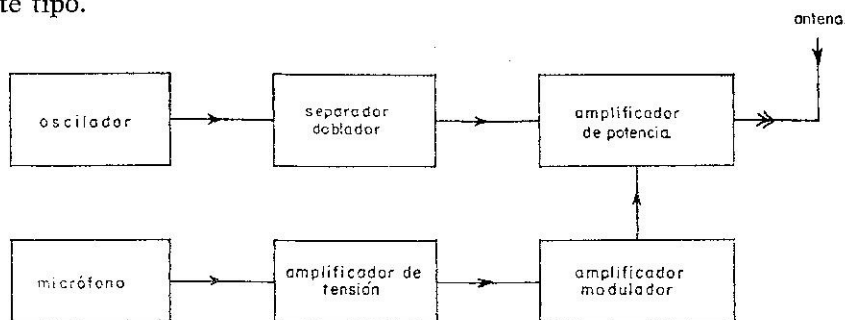


Fig. 34-1.

Las condiciones que deberán tener los distintos bloques podemos resumirlas así:

1.º *El oscilador* requiere estabilidad de frecuencia. Esto se puede lograr sencillamente con un oscilador de cristal.

2.º *El separador doblador* deberá aislar el oscilador del paso de potencia y deberá ser capaz de duplicar, triplicar, etc., la frecuencia, si fuera necesario.

Como al doblar o triplicar la frecuencia, la señal que da el paso es menor, si es necesario doblar y volver a doblar, etc., entonces hay más de un paso doblador. Por ejemplo, en los emisores de barcos, que tienen que emitir en las bandas de 4, 8, 12, 16 y 22 Mc/s, por lo menos llevan dos dobladores.

Las radiotelefonías de barcos que trabajan en la banda de 2.182 Kc/s no llevan doblador. Según la potencia, llevan un paso separador para excitar el paso de potencia o no lo llevan.

3.º *El amplificador de potencia* deberá dar la potencia necesaria para nuestros fines. Es frecuente que este amplificador lleve dos o más válvulas en paralelo.

4.º *El micrófono*, que se estudia ampliamente en preguntas posteriores, transforma la energía acústica en eléctrica.

5.º *Amplificador de tensión de baja frecuencia*, deben ser dispositivos que amplifiquen la tensión que les llega, pero sin distorsión. Cuando la emisora es de cierta potencia, y si se modula en placa del paso de potencia, son necesarios varios pasos de amplificación del micrófono, siendo el último el

6.º *Modulador*, que es el amplificador final de B. F., que se llama también modulador, porque es quien modula el paso de potencia. Este paso deberá dar la tensión suficiente para modular al 100 por 100. Normalmente es un paso trabajando en clase B y en contrafase, de manera que da poca distorsión y una gran amplificación.

En general, un transmisor de cierta categoría lleva realimentación, ya que, aunque disminuye la ganancia, se eliminan distorsiones.

Como se estudiará más adelante, si la antena está alejada del emisor, es necesario un sistema de acoplamiento entre ambos, así como filtros que eliminen los armónicos.

En los equipos de barcos que utilizan ondas cortas, el emisor es el mismo para radiotelegrafía que para radiotelefonía. Para trabajar en radiotelegrafía sólo es necesaria la parte de radiofrecuencia. Si el equipo es moderno, puede a la vez trabajar en banda lateral única, etcétera.

En los equipos de barcos también es normal que la antena sea común para el transmisor y para el receptor, y se cambie por medio de

V13 y V14 son dobladores de frecuencia, o sea, multiplican la frecuencia. En este caso, la frecuencia se eleva primeramente por el método de heterodinación con los osciladores segundo y tercero. V15 y V16 son dos válvulas amplificadoras de tensión para excitar las de potencia de salida V17, V18 y V19, que están en paralelo y constituyen el paso de potencial. Repetimos, que todos los amplificadores son lineales, ya que modulamos al principio.

(ALC) es control automático para que no varíe la tensión de polarización de las válvulas de potencia. De esta manera, si a las rejillas llegara una excitación excesiva, de manera que hubiera corriente de rejilla, sacamos una tensión negativa proporcional a dicha corriente, que llevada a V11B, hará más negativa la rejilla de esta válvula, con lo que amplificará menos, y la excitación que llegue así a las válvulas de potencia es menor, con lo que hará bajar la corriente de rejilla.

Este emisor da unos 125 W, que sin ningún retoque se puede acoplar a un par de válvulas en paralelo, que constituyen un paso de potencia para dar cerca de un KW en antena.

Como es lógico, cada constructor da unas características propias a sus equipos, que fundamentalmente no pueden variar en lo esencial. Por ello, insistimos en la primera parte del programa, ya que con aquella parte bien sabida y las instrucciones que da el fabricante con cada equipo, no hay problemas que no se resuelvan.

Transmisores para modulación de frecuencia. Esquema de principio y descripción de un transmisor típico para muy altas frecuencias.

Un transmisor de este tipo, para modular con una gran profundidad, requiere un ancho de banda del orden de los 200 Kc/s. Por ello, con este tipo de modulación se trabaja en frecuencias superiores a los 40 Mc/s.

La modulación se hace a niveles bajos, tanto en frecuencia como en potencia, por ello, después de modular, hay que multiplicar la frecuencia y ganar en potencia.

En los bloques de la figura 34-3 mostramos el conjunto del transmisor típico.

El amplificador de B. F. tiene por objeto elevar la tensión del micrófono para llevarla a la válvula de reactancia variable. Normalmente, la entrada del micrófono no va directamente a la rejilla del amplificador de B. F., pues ocurre que, como los armónicos, a medida que son más altos tienen menos amplitud y los ruidos pueden enmascararlos; si necesitamos fidelidad, hacemos llegar la señal del micrófono a la rejilla del amplificador de B. F. por un dispositivo que atenúa las fre-

TRANSMISORES PARA MODULACIÓN DE FRECUENCIA

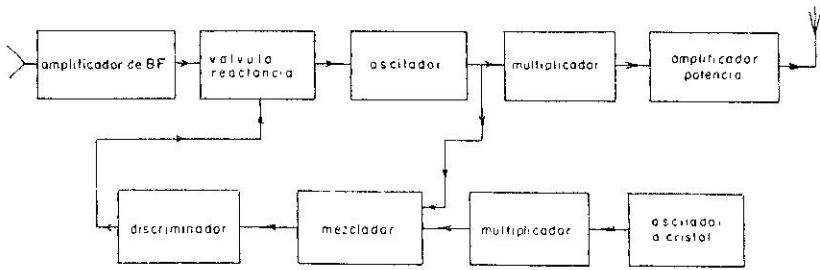


Fig. 34-3.

cuencias más bajas. Es similar al control de tono de los receptores. Un dispositivo puede ser el de la figura 34-4. Recordemos que en paralelo prevalecen las Z bajas; luego, según el circuito, a bajas frecuencias, C tiene más X_c y nos quedan las dos resistencias. Nos llevamos lo que cae en R y perdemos lo que cae en R_1 . En frecuencias más altas, X_c

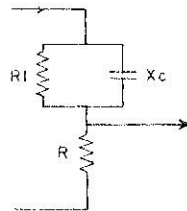


Fig. 34-4.

vale poco y prevalece su valor. También ahora perdemos lo que cae en X_c , pero esto último es muy poco a medida que la frecuencia se eleva, es decir, las bajas frecuencias se atenúan y las altas no.

A este fenómeno se le llama preacentuación. Lo mismo puede utilizarse en la modulación de amplitud.

En los barcos se utiliza la emisión en modulación en 150 Mc/s. En estos casos, el ancho de banda no es de 200 Kc/s. Suele ser del orden de los 25 Kc/s y a veces de 15 Kc/s; es decir, tienen poca profundidad de modulación.

La explicación es fácil: la mayor o menor profundidad de modulación es para evitar que nos interfieran. Es decir, en cualquier sistema de modulación, si no hay ruidos y no hay interferencias, con una pequeña profundidad de modulación se nos oirá. Ahora bien, cualquier ruido tapará la voz. Por ello, como en la banda de 150 Mc/s, debido a los pocos ruidos que hay en estas bandas y a las pocas interferencias

que hay, ya que la propagación es sólo de unas cuantas millas, permite poder comunicar con poca profundidad de modulación.

Es normal que los osciladores de estos equipos trabajen en frecuencias de unos 4 Mc/s; por tanto, hay que multiplicar las frecuencias unas 40 veces. Para ello suelen llevar 5 ó 6 válvulas multiplicadoras de frecuencias.

El circuito oscilante, sobre el que actúa la válvula que varía la reactancia inyectada al mismo, debido a las variaciones de temperatura y otras causas, varía algo su frecuencia. Se comprenderá que, al multiplicar la frecuencia 40 veces, la estabilidad en la emisión no es nada segura y no nos escucharían. Para solucionar esto utilizamos, aunque de una manera indirecta, un oscilador de cristal, como se indica en el esquema de principio. La señal de este oscilador se hace llegar a una válvula mezcladora a la que llevamos también una señal de la salida. La válvula mezcladora da una señal diferencia de la señal del oscilador y de la señal de salida. El discriminador está calibrado para esta frecuencia diferencia. Cuando le llega una mayor o menor de la corriente, el discriminador actúa sobre la válvula de reactancia variable obligándole a estar en frecuencia.

Los inconvenientes de la estabilidad de frecuencia, tan importantes por otra parte en frecuencias muy elevadas, pueden salvarse, además de como se ha estudiado, modulando en fase.

Se estudió en la primera parte del programa que un emisor sirve lo mismo para modular en fase que en frecuencia con sólo aplicar la B. F. a través de un circuito integrador o diferenciador.

En la figura 34-5 tenemos un emisor modulado en fase. En este caso, con un solo oscilador de cristal tenemos estabilizada la frecuencia de salida.

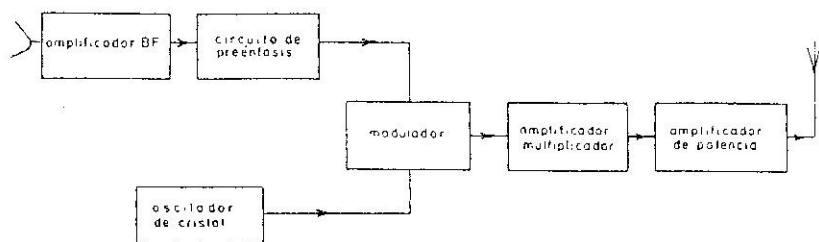


Fig. 34-5.

En los emisores modulados en frecuencia es conveniente a veces saturar la amplificación de algún paso para recortar las amplitudes y, con ello, eliminar las distorsiones de amplitud. Los receptores llevan siempre este dispositivo limitador y allí hablaremos de él.

En todos estos emisores, donde hay que multiplicar la frecuencia muchas veces, necesitamos una estabilidad controlada con cristal, la multiplicación suele hacerse con los armónicos del cristal y, además, se utilizan para trasladar la frecuencia los sistemas de heterodinación.

Sistemas de modulación telegráfica.

Si tenemos una onda A_0 de la forma de la figura 34-6, *a*, para modularla telegráficamente, lo que hacemos es interrumpir la transmisión de acuerdo con el sistema Morse, y así tenemos puntos y rayas, o bien una onda A_1 .

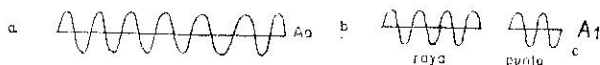


Fig. 34-6.

Esta modulación se puede lograr por:

Interrupción.—Basta con poner un conmutador (manipulador) que interrumpe la transmisión. Esto se hace, donde no hay altas tensiones, para proteger al operador.

Si las válvulas de potencia no se cortan, ocurre que al no llegarles excitación pueden consumir mucho si no tienen polarización fija. Esto hay que tenerlo en cuenta en la polarización del paso de potencia.

Una de las maneras más simples de manipular es poner el manipulador entre el cátodo y tierra, teniendo en cuenta que cuando esté levantado la válvula está cortada (fig. 34-7, *a*).

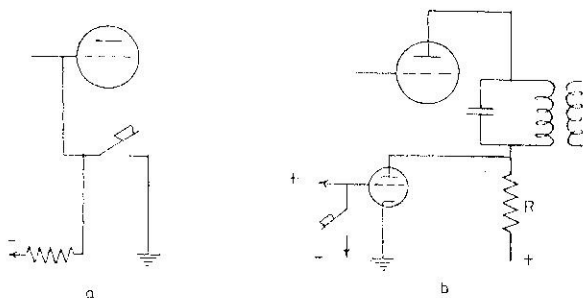


Fig. 34-7.

Otra manera muy generalizada es hacer una rejilla muy negativa cuando el manipulador está levantado, con lo que cortamos la emisión. En la figura 34-7, *b*, mostramos un caso típico.

Otras veces también se manipula por medio de una válvula llamada de manipulación. Cuando el manipulador está alto, la válvula de manipulación conduce fuertemente, de manera que la caída de tensión en *R* es tal que la válvula del emisor no recibe la tensión suficiente de placa y se corta. Cuando bajamos el manipulador, la válvula de manipulación se corta al hacer su rejilla más negativa del corte.

La caída en *R* disminuye y la válvula del emisor conduce.

Lo más importante para tener en cuenta es que tanto el comienzo de manipulación como el final no sea brusco, no sea vertical $_|_$ sino que sea redondeado $_|_$. Ya sabemos que las ondas cuadradas están compuestas por muchas frecuencias, con lo que se interfieren los receptores próximos.

Manipulación por desviación de frecuencia.

Este método consiste en utilizar una frecuencia cuando el manipulador está bajo, y otra, cuando está alto. Este sistema se utiliza en comunicaciones fijas, donde la manipulación se hace a mucha velocidad. En los barcos no tiene interés, de momento. Para lograr esto se puede utilizar una válvula de reactancia variable.

Eliminación de los chasquidos en la manipulación.

Para evitar chasquidos en la manipulación, hacemos, como dijimos antes, no cortar ni comenzar la emisión bruscamente; para ello se utilizan circuitos de retardo, es decir, se manipula a través de algún circuito *CR*.

Manipulación automática.

Cuando se manipula a alta velocidad, la manipulación se hace por medio automático. Primero se perfora una cinta y después se hace pasar esta cinta por un dispositivo llamado automático que acciona un relé (manipula), de manera que este relé corte la transmisión según los puntos y rayas del sistema Morse, si es Morse.

Micrófonos.

El micrófono es un dispositivo que transforma la energía acústica de una onda sonora en energía eléctrica. En este capítulo citaremos varios tipos. La comprensión de todos ellos es fácil, pues se basan en principios muy conocidos.

Micrófono de carbón.

Supongamos que tenemos un dispositivo según mostramos en la figura 34-8. Como hay una pila y los granulos de carbón conducen, habrá una corriente eléctrica continua por dicho circuito.

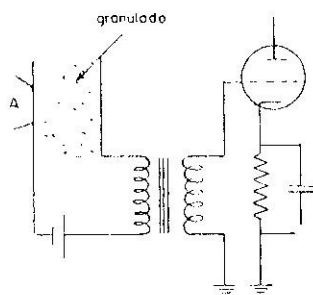


Fig. 34-8.

Si hablamos en A, supuesta A una lámina elástica, las ondas sonoras actuarán sobre ella y presionará más o menos al granulado de carbón, variando así su resistencia al paso de la corriente. La resistencia, por tanto, variará de acuerdo con la voz. Pero al variar R , como V es constante, también habrá una variación de la intensidad que recorre el circuito. Como esta intensidad es variable, al pasar por el primario del transformador inducirá en el secundario una f. e. m.

El micrófono tiene una resistencia de unos cientos de ohmios, mientras que la entrada de la válvula, rejilla cátodo, tiene muchos miles; por ello no podemos acoplar directamente el micrófono a la rejilla y ponemos un transformador elevador de voltaje: más espiras en el secundario. Con ello hemos conseguido elevar la tensión y, sobre todo, adaptar las impedancias del micrófono a la válvula.

Micrófono de cristal.

Ya conocemos algunas propiedades del cuarzo, así como de otros cuerpos que también poseen propiedades piezoeléctricas. Según estas

propiedades, si tenemos un cristal de cuarzo entre dos placas metálicas, de manera que el cristal pueda vibrar, al vibrar produce variaciones de tensión entre dichas placas, cuyas variaciones siguen el ritmo de las vibraciones. Por ello, si colocamos un cristal, según la figura 34-9, entre dos placas metálicas y en A hacemos una abertura, en

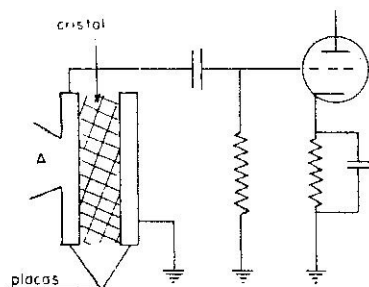


Fig. 34-9.

la placa anterior, y colocamos un diafragma, al hablar ante dicho diafragma obtenemos entre las placas una diferencia de potencial. Este micrófono tiene una gran resistencia; por ello, al acoplarlo a una válvula, no hace falta transformador, que es una ventaja sobre el de carbón. Otra ventaja es que no necesita pila o tensión similar para su funcionamiento.

Micrófono dinámico.

Este micrófono tiene principios similares a los altavoces, si bien recíprocos. En la figura 34-10 tenemos un esquema típico. El imán es

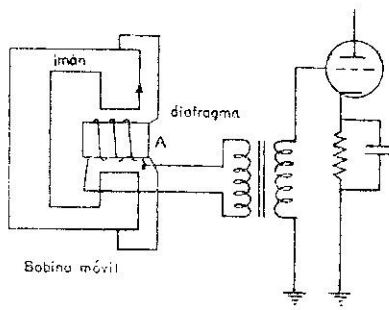


Fig. 34-10.

fijo y crea, por tanto, un campo permanente, pero mientras todo está quieto, en la bobina no ocurre nada. Ahora bien, si hablamos en A, la bobina se moverá según la voz, y como se mueve en un campo magnético, habrá en ella una fuerza electromotriz inducida al variar el flujo que la corta. Esta corriente inducida se acopla al amplificador por medio de un transformador, ya que la impedancia de la bobina es mucho menor que la requerida a la entrada de la válvula. Este transformador, además de adaptar la impedancia, eleva la tensión.

Finalmente, citaremos el *micrófono de cinta*. Este micrófono consiste en una cinta colocada dentro de un campo magnético permanente y constante. Esta cinta es conductora y está suspendida de manera que, al hablar ante ella, puede moverse. Tiene forma de acordeón, con objeto de que pueda moverse sin que lo impida el sostén de la misma.

Al hablar ante la cinta, ésta se mueve, y el campo magnético induce en ella una corriente que es proporcional a las ondas acústicas que la hacen mover. Este micrófono no necesita diafragma, pues se habla ante la cinta. Tiene muy poca resistencia, por lo que hay que adaptarlo al amplificador por medio de un transformador.

DISPOSITIVOS PARA MEJORAR LA MODULACION DE AMPLITUD POR ONDAS VOCALES

Limitadores de cresta.

Estos circuitos son muy útiles y fundamentales para la modulación de frecuencia. No son igual de útiles en la modulación de amplitud. En ésta el mensaje va precisamente en las variaciones de amplitud que sufre la portadora; por ello, si recortamos la amplitud, podemos distorsionar el mensaje. No obstante, cuando los ruidos son superiores a la amplitud de una onda modulada al 100 por 100, podemos recortar la onda y, con ello, muchos ruidos.

Cuando estudiemos los receptores para recibir modulación de frecuencia estudiaremos un tipo de limitadores apropiado para ello.

Ahora, ciñéndonos a la pregunta del programa, diremos que hay muchos circuitos limitadores, aunque todos ellos basados en consideraciones estudiadas en la primera parte del programa y que, por ello, resulta fácil comprender. Estos limitadores suelen ser dos diodos. (Repasar los limitadores estudiados por diodos.)

Combinando los principios básicos estudiados, podemos dibujar los limitadores que deseamos. Por ello, cada fabricante utiliza el suyo. En la figura 34-11 el diodo *D1* es el detector normal. El limitador es *D2*. Nos llevamos tensión de *R2* para amplificar en B. F.; luego sólo habrá

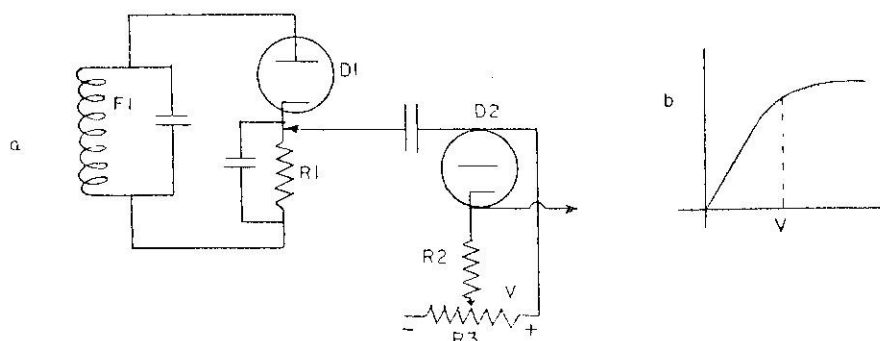


Fig. 34-11.

tensión de B. F. cuando conduzca $D2$. Si damos a la placa de $D2$ una tensión V' más positiva que el cátodo y próxima a V , según nuestros deseos (V = tensión de saturación de la válvula), tenemos que, cuando la tensión que llega de $R1$ a la placa de $D2$ más V' sea mayor que V , la válvula se satura y se recorta la salida; es decir, la válvula recorta todas las llegadas que, sumadas a V' , pasen de V . Con ello, cuando llegue un ruido no se apreciará en $R2$ más que las señales. Por $R3$ podemos variar V' y con ello limitar, más o menos, la entrada que viene de $R1$.

Control automático de volumen.

Esto ya se ha estudiado en la primera parte del programa.

Se puede lograr control automático de volumen rectificando una tensión de la salida y llevando la parte negativa a la rejilla de una de las primeras válvulas. De esta manera, si una onda que llega tiene más amplitud, mayor será la parte de tensión rectificada, y más negativa será la que llevamos a la rejilla, que hará amplificar menos al conjunto amplificador. La tensión negativa se lleva a una válvula de pendiente variable.

Otra forma es por medio de limitadores, de tal manera que, cuando llegan señales de una amplitud mayor que la determinada por nosotros, actúan estos limitadores reduciendo la señal.

El control automático de volumen o ganancia de un receptor de calidad va escalonado; es decir, que cuando recibimos señales con cierta intensidad, el receptor no está a plena sensibilidad, y esto es muy interesante, pues damos ruidos de todo tipo y la escucha es más grata.

Si recibimos señales muy débiles, entonces sí ponemos el receptor a máxima sensibilidad, pero sólo mientras es necesario.

Estos escalonamientos están en la parte de R. F.

Compresor de volumen.

Se estudió de una manera específica en la primera parte.

Radiaciones no esenciales en un transmisor. Radiaciones parásitas y productos de intermodulación.

Las radiaciones más perjudiciales son las armónicas de la onda fundamental. Estas radiaciones interfieren otras bandas. Por ejemplo, las emisoras de radiodifusión que trabajan en la banda de 600 a 1.600 Kc/s, interfieren la banda de radiotelefonía de 1.800 a 3.600 Kc/s. Estas interferencias son fortísimas y por la costa, al escuchar a los barcos, estas estaciones de radiodifusión se oyen muy fuerte e interfieren a las estaciones de barcos o costeras que trabajan en estas frecuencias.

Si se trabaja en ondas cortas, como los radioaficionados, se puede interferir la televisión de los vecinos.

¿Cómo se evita esto? Colocando filtros entre el último paso y la antena. Las emisoras de calidad los llevan. Las de barcos no suelen llevarlos, pero no es un gran problema, pues tienen prohibido hablar en puerto o bahía.

El fenómeno de intermodulación tiene lugar cuando alguna de las frecuencias armónicas es modulada por otra.

Estabilidad y tolerancia de frecuencia en un transmisor.

De esto hemos hablado mucho. En un emisor se desea la máxima estabilidad de frecuencia, o sea, la tolerancia es mínima. La tolerancia mínima o máxima que debe tener un emisor viene impuesta por la legislación correspondiente. Técnicamente, para conseguir buena estabilidad de frecuencia se controla ésta por cristal, bien de una manera directa o indirecta. Por ejemplo, un emisor de calidad, como el SB-6FA, tiene una variación de frecuencia menor de 20 c/s en todas las bandas y hasta temperaturas de -30 y $+50^{\circ}$ C.

CAPITULO XXXV

RECEPTORES

Receptor superregenerativo.

Estos circuitos no se utilizan más que cuando el precio se desea muy económico, o bien en casos especiales. Circuitos de este tipo se estudiaron en la primera parte del programa. En la figura 35-1 muestra-

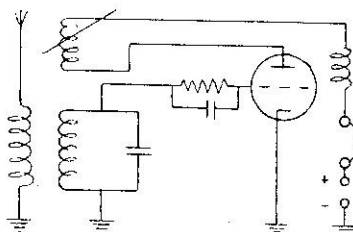


Fig. 35-1.

mos un receptor con una sola válvula y que lleva auriculares para hacer la escucha. Si deseamos amplificar la señal, en lugar de los auriculares pondremos una R de carga y llevamos la señal a una nueva válvula.

Receptor superheterodino. Funcionamiento y circuito básico.

Este tipo de receptor se caracteriza por trasladar la frecuencia de la señal a otra elegida de antemano, llamada frecuencia intermedia $F. I.$

A continuación mostramos un esquema de principio de cierta calidad (fig. 35-2).

El primer paso es un amplificador de R. F. cuyo objeto es amplificar la señal antes de trasladarla, o sea, antes de llegar al paso mezclador o conversor, ya que este paso, como sabemos, da muchos ruidos y, por ello, conviene que la señal llegue a él con cierta intensidad.

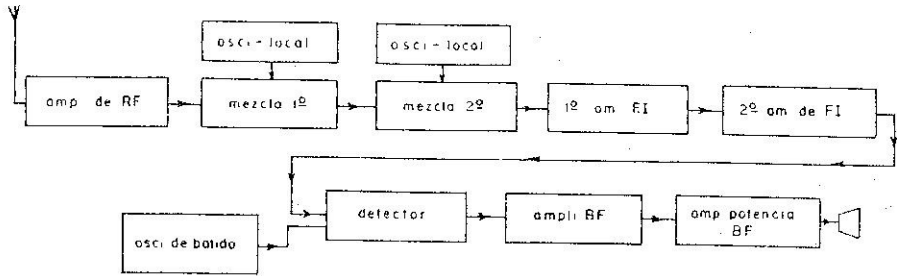


Fig. 35-2.

El segundo paso es un primer mezclador, que traslada la frecuencia de la señal a una intermedia (F. I.) deseada.

Sabemos que la frecuencia intermedia es la diferencia entre la del oscilador, f_o , y la de la señal, f_s , es decir, $FI = f_o - f_s$. Normalmente, f_o es mayor que f_s . Por ejemplo, si $f_s = 1.450$ Kc/s y $f_o = 1.900$ Kc/s, $F. I. = 1.900 - 1.450 = 450$ Kc/s.

Ahora bien, ¿qué ocurrirá si, además, llega una señal de 2.350 Kc/s?, pues que la frecuencia intermedia también será 450 Kc/s, y por ello, en los amplificadores de F. I. interferirá a la de 1.450 Kc/s. A esta señal se le llama frecuencia imagen, y tenemos que la frecuencia imagen es, por tanto, $2 F. I. + f_s$, o sea, $FI = 2 F. I. + f_s$.

Como los circuitos de entrada están sintonizados a f_s , la frecuencia imagen pasará mal; pero si su señal es fuerte y la f_s débil, causará interferencia.

Vemos que cuanto mayor sea F. I. más se aleja la frecuencia de f_s . Por este motivo los receptores de cierta calidad llevan dos mezcladores. El primero deja una F. I. elevada para rechazar la frecuencia imagen, y el segundo traslada la primera F. I. a otra más baja que se amplifica fuertemente por los pasos convenientes. Se hace una segunda conversión porque en frecuencias más bajas se logran mejores filtros de selectividad, etc.

Los pasos que siguen al segundo conversor son de F. I., y en estos pasos es donde se procura la selectividad y sensibilidad del receptor, dando, por supuesto, que la verdadera sensibilidad la dan los ruidos de los primeros pasos, sobre todo del primero.

Un receptor de mucha calidad lleva un paso para elevar las frecuen-

cias de las bandas bajas, para luego sacar una F. I. elevada. Este mezclador lleva un oscilador de unos 20 Mc/s.

Frecuencia intermedia.

En parte, esta cuestión ya ha quedado explicada en la pregunta anterior, por lo que no nos entretenemos aquí. Únicamente diremos que los circuitos de F. I., como están ya preparados para una F. I. determinada, vienen ajustados de fábrica y que, por tanto, nunca deberán tocarse, a no ser que se esté seguro de que no estén bien y, además, se tenga el equipo suficiente para hacer un buen ajuste. El retoque de estos pasos suele hacerse normalmente por medio de núcleos de las bobinas o pequeños condensadores.

Sensibilidad.

La sensibilidad de un receptor es la característica que nos indica su posibilidad de amplificar señales débiles. Un receptor es más sensible cuanto mayor sea la debilidad de las señales que puede amplificar. Un receptor de calidad recibe señales de 0,5 microvoltios.

La sensibilidad del receptor depende de la relación señal/ruido. La máxima ganancia se logra en los pasos de F. I.

Selectividad.

La selectividad de un receptor indica sus posibilidades para recibir señales de frecuencias próximas sin que se interfieran. Por ejemplo, si estamos recibiendo en A1 una estación de $f_s = 8.240$ Kc/s, y otras de 8.240,510 Kc/s, que llegan con intensidad parecida, sin que ambas señales se interfieran, diremos que es un receptor muy selectivo.

Los receptores de calidad llevan un control de selectividad que se llama anchura de banda. Por ejemplo, si recibimos una señal hablada modulada en amplitud (M. A.), es necesario que el receptor tenga un cierto ancho de banda. Si deseamos recibir banda lateral, necesitamos menor ancho de banda. Para recibir A1, el ancho de banda puede reducirse mucho más. En la figura 35-3 mostramos la magnífica selectividad del receptor HRO-500, con la particularidad que podemos trasladar dicho ancho de banda a otros de 8,5, 2,5 y 0,5 Kc/s.

Fidelidad.

La fidelidad del receptor caracteriza la posibilidad de reproducir fielmente las ondas recibidas. La fidelidad está determinada por los cir-

cuitos de F. I., ya que deben pasar bien las frecuencias de una banda sin atenuación. Después intervienen en la fidelidad los amplificadores de B. F. Es importante para la reproducción de música.

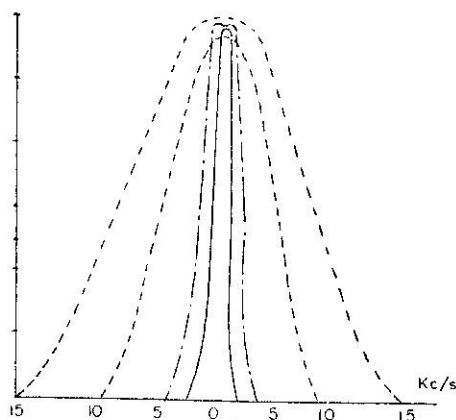


Fig. 35-3.

En comunicaciones de barcos tiene mucho más interés la legibilidad que la fidelidad.

Factor de ruido.

Esta es una cuestión importante. Ya dijimos antes que de esto dependía realmente la sensibilidad del receptor. Uno de los pasos que más ruidos crean es el conversor. Por eso es conveniente amplificar la señal antes de convertirla en otra similar de frecuencia diferente.

Pasos de radiofrecuencia y circuitos de entrada.

De esto ya hemos hablado. Estos pasos mejoran la relación señal/ruido del receptor y, además, rechazan la frecuencia imagen. Los circuitos de entrada se sintonizan a la frecuencia de la señal que deseamos recibir. Estos pasos deberán dar el menor ruido que sea posible.

Conversor. Oscilador local.

En la primera parte del programa se estudió esta cuestión. El oscilador deberá dar una señal de intensidad superior a la de la señal.

RECEPTORES

Un buen receptor dará una señal, por lo menos, 10 veces mayor. El oscilador local puede ir en la válvula mezcladora o independiente.

Si el receptor recibe frecuencias fijas, el oscilador puede ir controlado por cristal. En caso contrario, puede controlarse, pero indirectamente, como señalamos en la pregunta que sigue.

Control automático de frecuencia.

Podemos controlar la frecuencia de la siguiente manera (fig. 35-4): supongamos que deseamos controlar la frecuencia de un oscilador local. En este caso, llevamos parte de esta señal a un circuito mezclador

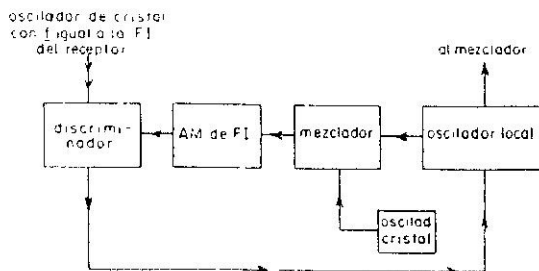


Fig. 35-4.

y ahí la mezclamos con una señal que proviene de un oscilador de cristal. De esta mezcla saldrá una frecuencia intermedia. Esta F. I. se hace llegar a un discriminador, a la vez que hacemos llegar también una frecuencia controlada por cristal e igual a F. I. Cuando F. I. sea igual a la del cristal, el discriminador tendrá salida cero, pero si no es igual, el discriminador dará una salida que llevamos al oscilador local, que es de reactancia variable, de manera que al llegar la señal del discriminador, corrige la frecuencia, hasta que es apropiada, en cuyo caso la F. I. será igual a la del cristal y el discriminador dejará de actuar.

Osciladores locales controlados por cristal.

Ya hemos dicho antes que cuando deseamos recibir una sola frecuencia ponemos el oscilador de cristal. Si hay varias frecuencias, hay que tener un cristal para cada una.

Cuando no es así, se puede controlar por cristal la recepción, como se ha señalado anteriormente.

También se pueden aprovechar los armónicos del cristal para controlar las frecuencias. Por ejemplo, se hace oscilar a 500 Kc/s y podemos controlar por los armónicos del cristal todas las frecuencias múltiplo de 500 Kc/s, si bien en este caso, después del oscilador, deberán ir los pasos necesarios para amplificar todos los armónicos del cristal.

Sintonización.

Sintonizar un equipo es colocar todos los circuitos oscilantes a la frecuencia deseada. Si es un receptor superheterodino se puede sintonizar con un solo mando. Si es de calidad, puede llevar una sintonía previa, aparte, naturalmente, del cambio de bandas.

Los pasos de F. I. están ya sintonizados, luego la sintonía se reduce a sintonizar el paso de R. F. de entrada y el conversor con el oscilador local. Esto se consigue con un solo mando que lleva tres condensadores variables, uno de cada circuito mencionado.

Pasos de frecuencia intermedia.

Ya hemos repetido en varias preguntas que los pasos de F. I. están previamente sintonizados y que es en ellos donde se consigue la ganancia deseada y, además, la selectividad.

Filtros. Filtros de cristal y mecánicos.

Hemos dicho en varias ocasiones que un filtro es un dispositivo que sólo deja pasar unas frecuencias determinadas. En la pregunta de selectividad dijimos que nos convenía a veces que pasaran más frecuencias y otras veces menos.

Recordando lo estudiado del circuito serie y el paralelo, teníamos que un circuito era más selectivo a medida que era mayor su Q . También recordamos que un cristal tiene un alto Q ; por ello, si deseamos gran selectividad como para recibir ondas A1 sin interferencias, podemos utilizar un cristal en los circuitos de F. I.

Los filtros mecánicos son dispositivos modernos con los que se ha llegado a una perfección tal, que se logran curvas de gran selectividad. Los filtros mecánicos se utilizan muchísimo en la transmisión de banda lateral para dejar sólo una.

Las figuras 35-5, *a* y *b*, son filtros de cristal. Los mecánicos los estudiaremos con más detalle en los sistemas de banda lateral.

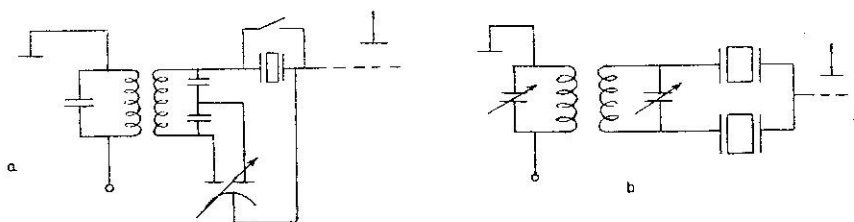


Fig. 35-5.

Filtros de selectividad variable.

Los filtros, tanto de cristal como metálicos, tienen un paso de banda fijo.

Recordando que el Q de un circuito es inverso de R , en muchos casos se utilizan en los pasos de F. I. circuitos oscilantes con R variable. En un receptor de calidad los filtros se hacen con combinaciones apropiadas de L y C , teniendo parte de estas magnitudes fijas y otras variables. Normalmente, C es el variable, es decir, tenemos un medio de modificar las frecuencias audibles, sin modificar la sintonía, o sea, tenemos un medio de sintonizar el ancho de banda.

Esto se comprenderá mejor con un ejemplo: supongamos que el ancho de banda de F. I. es de 10 Kc/s y nuestro filtro es de 2,5 Kc/s. Podemos tomar un ancho de 2,5 Kc/s, pero dentro de esos 10 Kc/s. De esta manera, y sin tocar la sintonía general del receptor dentro de 10 Kc/s, podemos actuar y elegir las frecuencias más audibles. Esto es importantísimo para recibir señales en banda lateral única.

Aplicación de la realimentación para mejorar la selectividad.

Como en casos generales, la realimentación mejora las condiciones en cuanto a distorsión de cualquier tipo.

Recepción de señales telegráficas. Oscilador de batido.

La recepción de las ondas A1 son puntos y rayas; es decir, hasta detectar, tienen la forma de la figura 35-6, *a*. Si la detectamos y quitamos la parte negativa, nos queda una onda, *b*), de valor medio, un impulso más largo para la raya y uno más corto para el punto, *c*). Estos impulsos no los recibe el oído, ya que el altavoz no vibraría a una frecuencia audible.

Para recibir estas señales, se inyecta entre el último paso de F. I. y el detector una señal de un oscilador, llamado de batido, porque esta señal bate a la de F. I., dando una frecuencia audible.

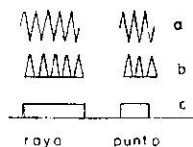


Fig. 35-6.

El oscilador de batido puede ser cualquiera de los estudiados en la primera parte del programa.

Para recibir señales en banda lateral única, el oscilador de batido deberá tener una gran estabilidad de frecuencia.

Un receptor de gran calidad es posible que lleve un detector de M. A. y otro llamado detector de producto. Y es precisamente a este detector donde se lleva la señal de batido, o sea, del oscilador de batido. Se llama detector de producto porque la señal de salida es proporcional al producto de las señales. El detector de producto puede ser con triodos o con diodos, y, desde luego, cualquier circuito de un receptor puede ser de transistores.

El detector de producto va mejor que el detector normal para recibir señales en banda lateral, pues elimina más los fenómenos de intermodulación.

Circuitos detectores y de audiofrecuencia. Control automático de volumen.

Estos circuitos se han estudiado ampliamente en la primera parte del programa. Únicamente seguiremos hablando unas líneas del detector de producto.

Insistimos que hay muchos modelos diferentes, con triodos y con diodos. Estudiamos uno con diodos que funciona como un detector de fase, por lo que es fácil conocer su fundamento y, además, ver con claridad que si al detector de fase llegan dos frecuencias: una, procedente del amplificador de frecuencia intermedia, y otra, de un oscilador que llamamos de batido; si la diferencia de ambas frecuencias es audible, llegará al altavoz y la oiremos.

En la figura tenemos un esquema muy interesante, que unos libros llaman detector de fase cuando se utiliza para el control automático

RECEPTORES

de frecuencia; otros, llaman detector de producto cuando está como detector de F. I. con la del oscilador, aunque también tienen lugar en estos casos fenómenos de heterodinación.

Según la figura 35-7, tenemos dos diodos, a los que aplicamos la tensión de F. I., pero con un transformador que tiene el secundario aperiódico y con toma media por lo que, como los diodos están invertidos, conducen los dos a la vez y reposan los dos a la vez, en cuanto a la tensión que llega de F. I.

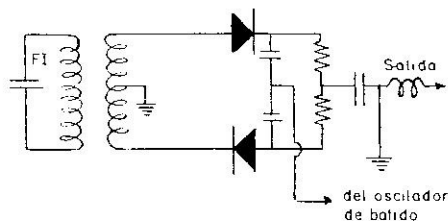


Fig. 35-7.

La frecuencia del oscilador de batido se aplica, en cambio, en paralelo, o sea, que un diodo conduce cuando el otro reposa. Entre las frecuencias de salida está la frecuencia diferencia. Si las frecuencias son iguales, la salida será cero; pero si son distintas, habrá una tensión en R proporcional a dicha diferencia. La salida conviene filtrarla para que sólo salga la frecuencia deseada, pues sabemos que siempre que hay fenómenos de detección y conversión, aparecen a la salida múltiples frecuencias.

Circuitos silenciadores.

Esta pregunta se puede interpretar como silenciadores de ruidos, en cuyo caso ya se ha estudiado; sabemos que, aunque no de una manera muy efectiva, se pueden eliminar, en parte, los ruidos que llegan en una onda modulada en amplitud. Entonces se estudió un circuito de este tipo.

Esta pregunta puede referirse a que a veces nos interesa silenciar el receptor, porque no dé ruidos mientras sintonizamos o porque, si está cerca de un emisor, no se bloquee. Estos circuitos suelen actuar polarizando la válvula o transistor, de manera que esté cortada. A veces se silencia el equipo cortando la alta tensión. En este último caso suele llevar el dispositivo STBY (espera). Los dispositivos que silencian el receptor mientras lo tenemos sintonizando son más refinados, pero

de fundamentos fáciles de comprender. A veces es un generador en dientes de sierra, que actúa cuando el receptor está fuera de sintonía. La tensión de diente de sierra se lleva a polarizar el dispositivo que mantiene cortado el receptor.

Amplificadores de audio. Altavoces y auriculares.

Los amplificadores de audio se han estudiado ampliamente en la primera parte del programa.

Altavoces diversos tipos.

Un altavoz es un dispositivo que transforma la energía eléctrica en energía sonora. Por tanto, nos interesa que reproduzca con la mayor fidelidad posible los sonidos comprendidos entre los 20 y los 18.000 c/s. En principio, los fundamentos del altavoz son fáciles, si bien un análisis detallado del mismo es muy complicado.

Como se muestra en la figura 35-8, un altavoz consta de una bobina móvil que puede desplazarse dentro de un campo magnético. El campo magnético es uniforme; por tanto, cuando a la bobina no llega corriente, ésta sigue en la misma posición y no pasa nada; ahora bien, si a la bobina le llegan unas corrientes variables de un amplificador de B. F., según sean las variaciones de dicha corriente en cuanto a frecuencia e intensidad se moverá la bobina dentro del campo magnético.

Hay dos tipos de altavoces, según el dispositivo que cree el campo magnético permanente. Puede ser un imán permanente o un electroimán. En la práctica y en los receptores caseros se utiliza el electroimán,

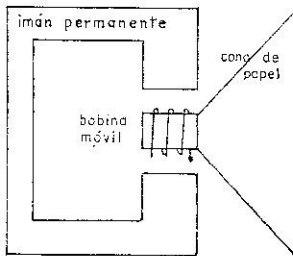


Fig. 35-8.

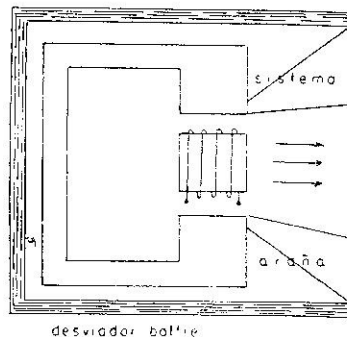


Fig. 35-9.

y la bobina que crea el campo hace a la vez de choque en filtro de rectificación. Por lo demás, ni que sea un electroimán o imán quien cree el campo, los fenómenos son los mismos.

Para transformar las corrientes alternas de B. F. en ondas acústicas se hace el dispositivo de la figura 35-9. Colocamos un cono de papel de manera que su vértice coincida con el centro de la bobina. El cono queda fijo a la bobina. El cono se soporta por medio de un sistema en forma de arañas de manera que el conjunto bobina-cono pueda moverse libremente como un todo. El cono de papel va sujeto a la araña en algunos puntos, pero tiene una parte en forma de acordeón, con objeto de que no esté rígido al soporte y no impida el movimiento de la bobina-cono. La bobina tampoco deberá tocar en su movimiento con el imán o electroimán. Al vibrar el cono, comprime el aire que hay en su parte interior o bien hace una especie de absorción y, con ello, hay una fluctuación de presión que produce los sonidos.

En estas vibraciones intervienen partes opuestas del cono, que forman en el exterior ondas que pueden estar en oposición de fase, por lo que se anulan. Las mejores radiaciones son las que se hace según el eje del cono, ya que estas ondas no pueden interferirse. Para evitar las interferencias de paredes opuestas se monta el cono en un desviador o pantalla acústica (algunos libros les llaman «baffles»), de manera que refuerzan los sonidos que salen según el eje y eliminan parte de los otros, o bien los hacen dirigirse en el sentido de los primeros.

En los receptores de radio normales, así como en los televisores, el mueble hace de desviador o pantalla, ya que sólo queda abierto por la base del cono, es decir, salen los sonidos que llevan la dirección del eje por la parte anterior. Las cajas de madera o los muebles de madera son, por tanto, buenos desviadores, ya que absorben mucha energía de las ondas que no salen por la parte anterior del altavoz. En cambio, los transistores, por ser de baquelita, si el volumen se pone fuerte, como el mueble no amortigua el sonido, sino que él mismo vibra, producen grandes distorsiones.

Tanto el cono como la bobina presentan resistencia a la vibración debido a sus masas y al dispositivo que los sujeta.

Un estudio minucioso del altavoz nos daría a conocer que, para la reproducción de bajas frecuencias, son convenientes un cono y una bobina móvil relativamente grandes, mientras que para frecuencias más elevadas son convenientes un cono y una bobina de poco peso y pequeñas. Esto es lógico, ya que para hacer vibrar una gran masa a mucha frecuencia es difícil debido a la inercia y demás.

Por esta razón, es conveniente poner dos altavoces, cada uno en condiciones apropiadas para las distintas frecuencias, si bien en la práctica se fabrican altavoces que llevan dos bobinas: una, pequeña y

ligera, y otra, pesada y grande. Estos problemas, por otra parte, son importantes cuando se quiere conseguir alta fidelidad, o sea, donde intervienen ondas musicales.

Es muy interesante saber que la resistencia de la bobina móvil es del orden de 3 a 15 Ω , y el diámetro del cono, de 2 a 16 pulgadas. Como una pulgada vale, aproximadamente, 2,5 cm, los diámetros de los altavoces están comprendidos entre 5 y 40 cm.

Para que a la bobina móvil le llegue la máxima intensidad, se acopla al último paso del transformador, adaptando su impedancia a la de la carga. El bobinado del transformador al que se conecta la bobina, tendrá pocas espiras y poca R , de 3 a 15 Ω ; el otro devanado, el que se conecta a la carga, tendrá $R = 2 Ri$.

Auriculares.

En principio, es un dispositivo similar al altavoz, que transforma la energía eléctrica y acústica.

Los teléfonos corrientes también llevan auriculares. Un auricular consta de dos bobinas devanadas de manera que mientras la una es norte la otra es sur, y viceversa. Estas bobinas van sobre núcleos en forma de U (fig. 35-10, *a* y *b*).

Cuando invierte el sentido de la corriente, las bobinas cambian la polaridad. Si colocamos próxima a la bobina una membrana elástica (diafragma) que pueda vibrar libremente, tendremos que esta lámina vibrará de acuerdo con las vibraciones de la corriente en las bobinas. El núcleo en forma de U es un imán permanente, y las bobinas hemos dicho que son electroimanes y que, por tanto, cambian la polaridad de acuerdo con la corriente que las recorre.

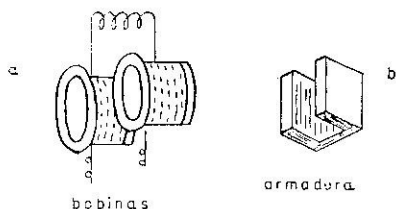


Fig. 35-10.

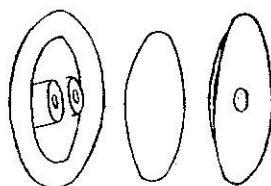


Fig. 35-11.

Así el conjunto, ocurrirá que el electroimán de las bobinas a veces creará un campo que reforzará al del imán y otras lo contrarrestará; según el sentido de la corriente y la intensidad con que reforzará o contrarrestará la bobina del campo del imán permanente, dependerá

RECEPTORES

de la amplitud de la corriente que pase por la bobina. La lámina vibrante seguirá el ritmo de estas vibraciones.

Todo este conjunto se coloca en una caja que hace de soporte y a la vez de caja de resonancia. En la figura 35-11 mostramos un auricular típico. La tapa va roscada sobre la caja y tiene unos agujeros por donde sale la perturbación. La lámina elástica o diafragma deberá estar libre para poder vibrar.

Los auriculares tienen mayor impedancia que el altavoz: puede ser de unos $2.000\ \Omega$ a varios miles de ohmios.

Proporcionan muy poca potencia acústica, por lo que, para oír, hay que aproximarlos al oído.

Receptores para frecuencias muy elevadas. Circuito típico de un receptor para modulación de frecuencia.

Este tipo de receptores son superheterodinos. Receptores para frecuencias muy elevadas pueden considerarse los de televisión, 150 Mc/s, para barcos y los receptores de radar, etc.

Si la frecuencia es realmente muy elevada, lo primero que hacemos es trasladar esta frecuencia en el primer paso a una frecuencia $F. I.$ más baja que la de la señal; luego se amplifica.

Este primer oscilador local es un klistrón. Después hay otra nueva conversión para lograr mejor selectividad en frecuencias inferiores. También podemos utilizar como oscilador local uno de cristal, normal, y después, multiplicar la frecuencia lo que haga falta, hasta que sea la requerida. Esto depende de la frecuencia de la señal.

Estos receptores también se caracterizan por tener a la entrada y hasta la conversión, en lugar de los circuitos oscilantes ordinarios, líneas resonantes, como se mostró en la primera parte al hablar de los osciladores para altas frecuencias.

En frecuencias muy elevadas es conveniente algún control automático de frecuencia (C. A. F.). Esto, normalmente, se consigue con un detector de fase, como ya se ha explicado varias veces. A este detector de fase vienen dos frecuencias: una, de un oscilador de cristal, y otra, de $F. I.$; mientras estas frecuencias sean iguales, el detector de fase no da corriente, pero cuando la $F. I.$ varíe, habrá una salida en el detector de fase que, llevada al oscilador local, hará que entre en frecuencia. Repetimos que si son frecuencias fijas las que recibimos, esto no es necesario si el oscilador es de cristal. En radar se estudiará, en la parte de sistemas, cómo se hace que el klistrón se mantenga en frecuencia.

Circuito típico para recibir señales de una onda modulada en frecuencia.

Sabemos que este tipo de modulación es utilizado en frecuencias muy altas. La profundidad de modulación requiere un ancho de banda de 200 Kc/s. En los equipos de barcos, de 15 a 25 Kc/s, aunque utilizan la banda de 150 Mc/s.

Con el ancho de banda de 200 Kc/s, se tiene el problema de que los pasos de F. I., para que dejen pasar una banda tan ancha, no tienen ganancia.

Hay varias formas de solucionar esto. Por ejemplo, si tenemos una F. I. de 20 Mc/s, a 20,200 Mc/s, podemos poner un paso que amplifique bien de 20 a 20,063 Mc/s; otro, de 20,063 a 20,126, y el tercero, de 20,126 a 20,200, como mostramos en el gráfico de la figura 35-12 (sintonía escalonada).

Otro procedimiento que también se utiliza es acoplar dos circuitos más allá del crítico, hasta obtener dos máximos en las curvas de intensidad, coincidiendo cada máximo con las frecuencias extremas. En el

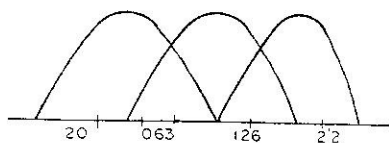


Fig. 35-12.

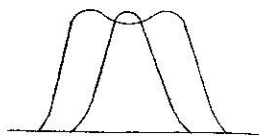


Fig. 35-13.

ejemplo que tratamos, aproximadamente un máximo a los 20 Mc/s, y otro, a los 20,200. De esta manera, la frecuencia que queda menos amplificada es la central de 20,1 Mc/s, pero después colocamos un amplificador con ganancia en esta frecuencia. En la figura 35-13 mostramos el ejemplo. En la realidad y en la práctica se suelen combinar estos métodos de acuerdo con el coste y con la calidad.

Repetimos que en los receptores de barcos esto no es problema, pues el ancho de banda es pequeño; lo mismo ocurre en televisión y en UHF, que, al trabajar en frecuencias muy elevadas, donde la interferencia es mínima, lo hacen con menor profundidad de modulación. Por ejemplo, con anchos de 50 Kc/s.

La gran ventaja de la modulación de frecuencia es la siguiente: el mensaje viene en las variaciones de frecuencia, no de amplitud; los ruidos, en cambio, distorsionan la amplitud. Teniendo esto en cuenta, podemos recortar las crestas de una onda modulada en frecuencia, con lo que habremos eliminado los ruidos y el mensaje queda intacto.

El circuito que hace estas limitaciones se llama limitador. Ya hemos visto que podemos hacer limitadores como deseemos. En la figura 35-14 tenemos uno que utilizan muchos receptores y que es muy fácil de explicar.

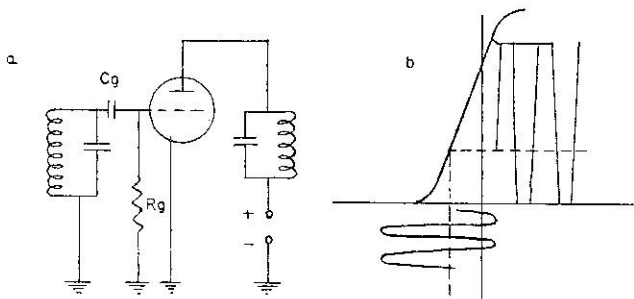


Fig. 35-14.

La válvula se polariza sola por R_g tan pronto hay corriente de rejilla. Para que el limitador sea efectivo tiene que cortar las crestas superiores y las inferiores. Las superiores las corta saturando la válvula, y las inferiores, llevando la polarización de la válvula más allá del corte. Para esto hace falta que la señal que llega del último paso de F. I. sea muy amplificada, pues, en caso contrario, tendremos mala limitación. Esto hace que los pasos de F. I. necesiten mucha ganancia. Por ello, en los receptores comerciales es normal sustituir el limitador por el discriminador de relación, con lo que, además de ahorrarnos un paso, ahorramos pasos en la amplificación de F. I.

El paso de R. F., si f_s es elevada, podía ser un triodo con rejilla a masa, pues el pentodo da muchos ruidos y el triodo ordinario tiene muchas capacidades.

Por lo demás, el esquema de un receptor de este tipo es similar al receptor para recibir señales moduladas en amplitud, con la excepción del discriminador, pero esto se estudió en la primera parte del programa.

El esquema bloque de un receptor de modulación de frecuencia (figura 35-15) es lo mismo que si fuera de modulación de amplitud. Como lo explicado entonces, puede llevar una o dos conversiones, según la calidad.

Los circuitos, por lo demás, son muy conocidos y no ofrecen dificultad.

Nota.—Respecto a los estudios de emisores y receptores, hay que tener en cuenta lo siguiente: los circuitos reales son difíciles de interpretar por una persona no acostumbrada, pues llevan incorporados

CIRCUITO TÍPICO PARA RECIBIR SEÑALES DE UNA ONDA

multitud de dispositivos. Para interpretar bien un esquema es fundamental la primera parte del programa. Hay que entender bien los fenómenos físicos. Con aquella parte bien sabida y con las instrucciones y esquemas que da el fabricante, hay que hacer un estudio del equipo en cuestión. Estudio que puede durar unas horas o unos días, según su dificultad; ahora bien, como este equipo tiene forzosamente que estar basado en los principios fundamentales, si éstos se conocen bien, no hay esquema que se resista.

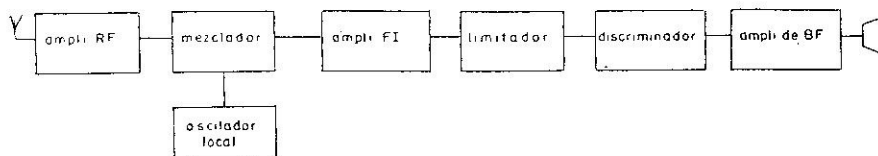


Fig. 35-15.

Un receptor magnífico es el HRO-500 (National), pero para conseguir esto lleva, incluidos diodos, 57 transistores. El esquema es complicado y largo, pero con ayuda de las instrucciones se comprende muy bien. Un equipo de éstos no se puede detallar, pues sólo para ello haría falta un volumen y muy amplio.

Por otra parte, no tiene objeto detallar un equipo en particular, ya que el alumno puede encontrar con facilidad esquemas completos en las mismas escuelas.

CAPITULO XXXVI

INTERFERENCIAS, RESPUESTAS PARASITAS Y RUIDO EN LOS RECEPTORES

Bloqueo.

Este fenómeno tiene lugar cuando recibidos señales muy fuertes, de manera que el receptor enmudece y, al dejar de recibirlas, aún permanece un instante bloqueado. Esto es normal en los barcos donde están los receptores junto a los emisores. Si no se trabaja en dúplex es conveniente cortar el receptor mientras se trabaja con el emisor. El receptor se puede cortar a mano con un conmutador, o bien por un relé. Este método es mejor, e incluso en lugar de cortar la alta tensión basta con hacer una rejilla más negativa que el corte. Si un receptor recibe mucha radiofrecuencia, puede ocurrir que si es de transistores el transistor de entrada se estropee. Peor que esto es que las bobinas se endurecen y pierden selectividad, y el receptor, su calidad.

Modulación cruzada.

En un receptor debido a los osciladores locales, así como a la conversión, tenemos una serie de señales además de la frecuencia de la señal. Estas oscilaciones pueden tener frecuencias sumas o diferencias entre sí, igual a las frecuencias a que están sintonizados los circuitos, y entonces se producen fenómenos de modulación y conversión. A estos fenómenos se les llama modulación cruzada.

El encargado de evitarlo es quien proyecta el aparato.

Interferencia de F. I.

Los circuitos de F. I. pueden causar interferencias si radian energía. Por eso los ponemos en blindajes, especie de botes. También para que no se induzcan tensiones sobre ellos. El oscilador local deberá estar ale-

jado de estos circuitos y muy blindado. Después de la F. I. detectamos y tenemos impulsos y, por tanto, en estos impulsos hay muchos armónicos de la F. I. Si estos armónicos fueran frecuencias similares a la de la señal, se producen silbidos en el receptor. Este es otro de los motivos de utilizar en los primeros pasos F. I. elevada. Como en el caso anterior, estos problemas, más que al técnico, interesan a los fabricantes.

Frecuencia imagen. Receptores con doble y triple conversión.

De esto se habló en receptores. Dijimos entonces que la frecuencia imagen es igual a la frecuencia de la señal más el doble de la F. I. Si ésta es muy elevada, más diferente será la frecuencia de f_s y, por tanto, los circuitos amplificadores de R. F. la rechazarán mejor. Los receptores de cierta calidad llevan por ello doble conversión. (Repasar lo estudiado en receptores.)

Interferencias que entran por las líneas de alimentación.

A veces, cuando nos llegan tensiones de una dínamo, frecuente en los receptores de barcos (ahora se suprimen y se colocan fuentes de alimentación con transistores) estas tensiones producen muchos ruidos si antes no se filtra bien. Por ello llevamos la tensión de la dínamo al receptor a través de un filtro. Estos filtros son muy importantes y no siempre están instalados. Son combinaciones apropiadas de bobinas y condensadores. Por la tensión de entrada no entran normalmente ruidos. No obstante, para saber si entran por la antena, que es lo normal, o llegan por la línea, lo que se hace es desconectar la antena, y si los ruidos vienen por la antena, se marcharán al quitar ésta.

Ruidos atmosféricos, galácticos e industriales.

Este tipo de ruidos entran por la antena y poco se puede hacer para evitarlos. Se conocen que vienen por la antena, porque al desconectarla desaparecen. Ruidos atmosféricos se consideran a los que producen las tormentas, puede incluso no haber tormenta, y el receptor acusar las descargas eléctricas, hasta el punto que a veces no se puede apenas hacer escucha. Cuando la tormenta está cerca sólo se pueden escuchar señales muy fuertes, pues el nivel del ruido es excesivo. Cuando la tormenta es inminente, conviene desconectar la antena, pero llevarla a tierra. Aunque parezca absurdo, hay instalaciones que tienen un sistema de desconectar la antena y no va a tierra. Esto es peligroso, ya que si cae un rayo, lo

hará por la antena, y si ésta no va a tierra, el rayo al llegar a esta discontinuidad destruye todo lo que le rodea.

Los ruidos galácticos provienen de las capas de la ionosfera y del universo en general. Estos ruidos, de día son débiles, ya que hay mucha atenuación en la ionosfera. Al anochecer empiezan a ser notables.

Tanto los ruidos producidos por las tormentas como éstos, se notan mucho menos en las ondas más cortas, si bien no se eliminan del todo. En los 150 Mc/s estos ruidos no existen apenas, a no ser que la tormenta esté encima, pues al ser pequeño el alcance de estas ondas es también pequeño el alcance de propagación de los ruidos.

Los ruidos industriales son muy importantes en las ciudades. En las bandas de los 20 a 30 Mc/s son extraordinarios los motos, los coches, los molinillos, frigoríficos, etc.

En los barcos también hay ruidos de este tipo. La ventaja de estos ruidos es que se pueden eliminar en el origen si se conoce su origen, claro. Una maquinilla de afeitar puede dar un gran ruido, pero con unos simples condensadores se eliminan. Recientemente en España, para proteger la televisión, se han dictado normas que obligan a los coches a llevar un cableado determinado. En Estados Unidos está totalmente prohibido la emisión de ruidos y, además, esta prohibición se lleva a la práctica con gran vigilancia.

En la modulación de frecuencia los ruidos pueden reducirse por limitadores. En los de amplitud, los limitadores son muy poco eficaces.

Ruidos internos en un receptor. Factor de ruido.

Al hablar de ruidos en un receptor hay que tener en cuenta los que le llegan y los que se producen en su interior. Respecto a estos últimos se deben a válvulas o transistores, variaciones en las tensiones de alimentación, en las resistencias, etc. Estos problemas son de la máxima importancia para el constructor, puesto que la calidad de un receptor en cuanto a la sensibilidad depende de la posibilidad que tenga para recibir señales débiles, y esto depende del ruido. Los mayores ruidos se producen por las válvulas o transistores, siendo más notables en la conversión.

El factor de ruido de un receptor se define como la relación señal-ruido de un receptor perfecto y la relación señal-ruido del receptor en cuestión.

Medidas para reducir el ruido interno.

En los receptores de válvulas, como en los de transistores, el circuito que más ruido produce hemos dicho que es el convertidor; por tanto, para

mejorar el receptor se pone un paso o más de amplificación de R. F. que dé poco ruido y la señal llegue al conversor amplificada.

Como sabemos, a medida que la frecuencia se eleva, las válvulas son menos eficaces, pues los pentodos tienen mucho ruido y los triodos mucha admitancia de entrada. Por ello, en los primeros pasos se ponen válvulas con rejilla a tierra, pero triodos.

Si la frecuencia es muy elevada, y no se pueden poner amplificadores de R. F., lo que se hace es poner el circuito conversor como primer paso, si bien en lugar de hacer la conversión con las válvulas clásicas, lo hacemos con un diodo de cristal de puntas, como en los receptores de radar.

En los receptores de transistores ya hemos dicho que también el máximo ruido está en el conversor. Por otra parte, los ruidos, después de la conversión, tienen menos importancia, ya que la señal se ha amplificado y tiene cierto valor.

En un conversor de transistores el ruido es proporcional a la corriente del emisor; por tanto, si deseamos pocos ruidos tenemos poca ganancia. Se procura llegar a un término medio entre la ganancia y los ruidos.

En los equipos de transistores, como hemos dicho, se pone también uno o dos o más amplificadores de R. F. antes de la conversión. En general, los ruidos que produce un transistor disminuyen a medida que lo hace la polarización de colector. Aunque toda reducción de ruido lleva consigo una pérdida de ganancia.

Importancia del tipo de ruido en el receptor, según la frecuencia.

En las bandas, por ejemplo, de 500 Kc/s y 2.182 Kc/s el ruido interno del receptor tiene menos importancia, ya que las antenas son grandes y captan grandes ruidos, por lo que en estas condiciones los ruidos internos del receptor tienen muy poca importancia frente a los externos. A medida que la frecuencia aumenta, las antenas son más pequeñas y captan menos ruidos, y en estas condiciones ya empieza a ser importante el ruido interno de los receptores. Ya hemos dicho en el párrafo anterior que como el mayor ruido existe en el circuito conversor, hay forzosamente que amplificar la señal antes de este circuito, y, si no se puede amplificar, hacer la conversión a la entrada con un diodo de puntas de bajo nivel de ruido.

Reducción de interferencias y ruidos en los sistemas de modulación de amplitud. Circuitos limitadores.

Para reducir interferencias exteriores hace falta buena selectividad. De esto hemos hablado. También se ha estudiado cómo reducir inter-

ferencias interiores debidas a la F. I. y a los osciladores locales. En general, para reducir más los ruidos es siempre a costa de la ganancia. Ya dijimos que en los transistores, haciendo la polarización del colector baja, los ruidos disminuyen. Si la ganancia es grande, no es ningún problema, pues se pone menos ganancia y eliminamos los ruidos.

En cuanto a los limitadores, son poco efectivos, ya que la baja frecuencia (mensaje) va en la variación de amplitud y los ruidos, distorsionan la modulación de amplitud, por lo que para quitar los ruidos hay que recortar la envolvente de modulación, pero entonces podemos introducir mayores males si recortamos partes del mensaje. Por tanto, un receptor, aunque sea de muy buena calidad, no lleva limitadores como en los receptores de modulación de frecuencia.

Sin embargo, muchos receptores llevan circuitos que unos llaman silenciadores y otros atenuadores; otros, limitadores, etc. Hay muchos circuitos de este tipo, como, por ejemplo, el estudiado en la página 441. Repetimos que el receptor puede ser magnifico y no llevar estos dispositivos.

Reducción de interferencias y ruidos en los sistemas de modulación de frecuencia.

Respecto a las interferencias, estamos como en la modulación de amplitud. Respecto a los limitadores de ruidos, en este tipo de modulación son muy efectivos. Un circuito típico se estudió al hablar de los receptores de modulación de frecuencia. Repasar lo estudiado entonces. Si bien iría estupendamente un limitador como el estudiado con dos diodos en la primera parte, poniendo en lugar de tensiones fijas tensiones variables por medio de unas resistencias.

Comparación de ambos sistemas con respecto a las interferencias y a los ruidos.

Hemos dicho varias veces que la eliminación de los ruidos es la gran ventaja de la modulación de frecuencia. Los ruidos modulan mucho más en amplitud que en frecuencia. Es decir, cualquier tipo de ruido hace variar la amplitud de la señal, por tanto, con buenos circuitos limitadores se eliminan los ruidos de una manera absoluta, sean ruidos industriales o de lo que sea.

Hay muchos ruidos que modulan en frecuencia, pero en este caso la desviación de frecuencia es mucho menos que la que hacemos al modular y, por tanto, este ruido queda eliminado por la señal. Por otra parte, esto se puede mejorar aumentando la profundidad de modulación al

transmitir, es decir, desviando más la portadora, si bien esto requiere mayor ancho de banda.

En U. H. F. o en barcos en 150 Mc/s tenemos que en estas frecuencias los ruidos captados por la antena son pocos y, por ello, el ancho de banda no es tan necesario.

Resumiendo, que respecto a los ruidos, o mejor dicho, a la eliminación de los ruidos, las ondas moduladas en frecuencia tienen una ventaja absoluta.

El ruido en los sistemas de modulación de impulsos.

En la primera parte del programa se dio una idea de modulación de impulsos. Supongamos ahora los impulsos de la figura 36-1. Los ruidos variarán la amplitud de dichos impulsos y pueden alterarla según se muestra en la figura inferior. Se comprende que, si a estos impulsos los hacemos pasar por circuitos limitadores, nos quedarán libres de ruidos.

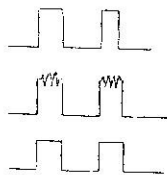


Fig. 36-1.

Radiaciones producidas por los receptores.

Los receptores producen radiaciones, principalmente a causa de los osciladores locales. Esto se comprueba fácilmente con otro receptor con sólo aproximarlos y sintonizarlos a la frecuencia del oscilador local.

Cuando el receptor lleva amplificadores de R. F. radia menos por la antena, pero si el primer paso es el convertidor, entonces radia por ella.

Esto se evita, en parte, apantallando el receptor, es decir, haciendo un mueble metálico, en cuyo caso, si no radia por la antena, el mueble metálico impide que radie por otras partes. Si hay cerca receptores de televisión, estos receptores pueden causar bastantes interferencias y causárselas a ellos.

Interferencias en la recepción, producidas por las instalaciones eléctricas de a bordo. Medidas para reducirlas. Supresión de estas interferencias en el origen. Filtros supresores más comunes para la desparasitación de generadores, motores eléctricos y motores de combustión interna.

En los barcos, esto tiene mucha importancia. Por una parte, porque cerca del receptor hay siempre motores de todo tipo y, por otra, porque estos motores que producen ruidos podemos localizarlos por eliminación.

Estos tipos de ruidos son radiaciones que entran por la antena y nada se puede hacer para evitarlos en el receptor. El mal hay que eliminarlo en el origen.

Estudiaremos dos casos típicos de ruidos. El primero, sea de un motor, por ejemplo, de un ventilador que da muchos ruidos. Estos ruidos se eliminan de una manera absoluta con un circuito como el de la figura 36-2. Pueden ser bobinas de diámetro pequeño y una espira por voltio. Los condensadores, de 0,1 μF , y la tierra deberá ser buena.

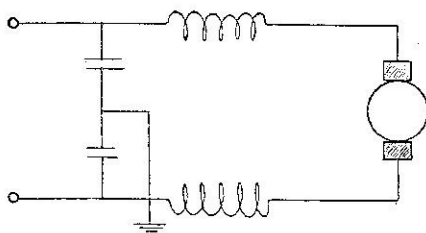


Fig. 36-2.

En el segundo caso se trata de una dinamo en cuyo caso se eliminan los ruidos de una manera análoga (fig. 36-3). En ambos casos las bobinas miran al generador o motor, y los condensadores, a la entrada o salida.

Estudiando estos circuitos vemos que la intensidad que va al motor, como la que sale de la dinamo, pasa por las bobinas. En el ejemplo del ventilador o cualquier equipo de poca potencia, puede ser de hilo no grueso, ya que por ellas pasa poca intensidad y, por tanto, las pérdidas IR son pocos voltios, y el calor $I^2 \cdot R \cdot t \cdot 0,24$ es pequeño, por lo que no se quema.

Ahora bien, si la corriente es de muchos amperios, por ejemplo, una dinamo que da 100 A, a 120 V, si la R de las bobinas fuera de un ohmio, se perderían en ella $IR = 100 \cdot 1 = 100$ V, y nos quedarían 20 V. Por ello, cuando la corriente que pasa por la bobina es elevada, hacen falta bobinas de hilo de mucho diámetro, para que la caída de tensión sea baja y,

además, que no se caliente, ya que el calor sería $100^2 \cdot R \cdot t \cdot 0,24$. Luego R tiene que ser bajísima. Repetimos que por ello hacen falta bobinas de hilo muy grueso y que entonces el filtro tiene un valor muy elevado. Cuando las corrientes son débiles, no hay problema.

A veces, los ruidos se disminuyen muchísimo, poniendo un simple condensador entre escobillas.

Puede ocurrir que el colector está muy mal y el chispeo sea excesivo. En este caso no hay quien evite las interferencias, pues equivale a un emisor de chispa.

Si la alimentación del ventilador u otro motor es alterna, se hace de manera análoga a lo estudiado. Si fuera trifásica, se pondría una bobina en cada fase, como se muestra en la figura 36-4. La diferencia más notable

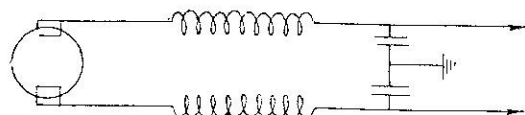


Fig. 36-3.

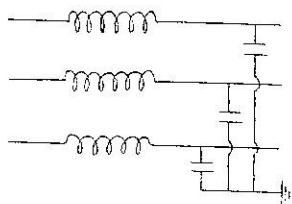


Fig. 36-4.

es que el condensador presenta menos reactancia; por tanto, ya tenemos pérdidas en el condensador; por ello, el condensador deberá ser más pequeño, por ejemplo, $0,01 \mu\text{F}$. En continua puede ser lo grande que deseemos, mejor se van los ruidos a tierra. En alterna, si el condensador es muy grande, se nos iría la tensión a tierra.

Para eliminar los ruidos producidos por motores de combustión interna se blindan los cables, pues, en el momento de saltar la chispa, piénsese que la tensión es de varios miles de voltios; por ello, repetimos, los cables deberán ser blindados. Normalmente este problema suele ir ya resuelto por el fabricante del motor.

CAPITULO XXXVII

SISTEMAS DE UNA SOLA BANDA LATERAL

Eliminación de la portadora y una banda lateral. Sistemas utilizados.

Hay dos maneras principales de suprimir la portadora y una banda lateral. Una de ellas es suprimir la portadora en su dispositivo, llamado modulador equilibrado, que nos da, a la salida, las dos bandas laterales. En esta salida hay un filtro, que puede ser mecánico, por el que sólo puede salir o pasar una banda, quedando la otra suprimida.

La otra forma de conseguir la salida de una sola banda lateral se hace por medio de dos moduladores equilibrados, a los que llegan tanto la portadora como la baja frecuencia con fase apropiada.

Hay muchos dispositivos para suprimir la portadora. Suelen ser corrientes los moduladores equilibrados con entrada en contrafase y salida en paralelo. También puede ser en contrafase la salida, y la entrada, en paralelo. Como ejemplo, estudiaremos un circuito con entrada en contrafase y salida en paralelo.

En la figura 37-1 mostramos con qué facilidad se cancela la portadora. Las válvulas se excitan en oposición de fase; por tanto, cuando la corriente de placa de una válvula pasa por el circuito de carga en un sentido, la corriente de la otra válvula circulará en sentido contrario y, por tanto, se cancelan, y en la carga no tendremos ninguna caída de tensión. En la práctica no sucede exactamente así, ya que las válvulas no conducen de manera idéntica y en exacta posición de fase. Por ello, los circuitos llevan algún dispositivo para reducir la portadora, si no del todo, sí prácticamente. Por el contrario, si deseamos más nivel de portadora, desequilibramos el sistema para lograr el nivel deseado.

Teniendo en cuenta el circuito anterior, si ahora hacemos llegar a las rejillas pantallas una tensión de B. F., modulemos la portadora

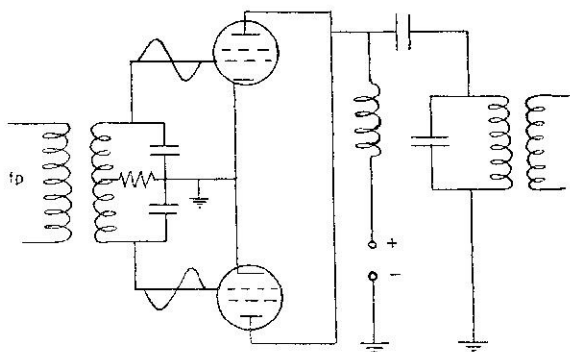


Fig. 37-1.

en las válvulas, y a la salida de dichas válvulas tendremos una onda modulada en amplitud, compuesta por la portadora más las dos bandas laterales. En la carga se cancela la portadora y nos quedan las bandas laterales (fig. 37-2).

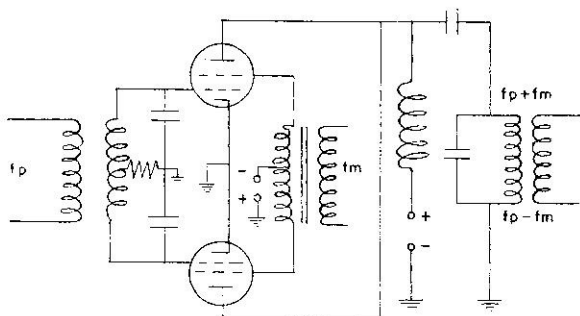


Fig. 37-2.

Como observamos, es un circuito normal modulado en pantalla. Hay un detalle, y es que se ponen pantallas negativas con respecto al cátodo. El motivo es que se equilibra mejor el circuito y se suprime mejor la portadora. Por otra parte, la ganancia no es problema, puesto que estamos en bajos niveles y no importa el rendimiento de las válvulas. En este caso, las válvulas no pueden ser pentodos, ya que sabemos que en los pentodos es la tensión de pantalla quien, en principio, gobierna la corriente de la válvula. Lo mismo se puede modular en pantallas con pentodos. Por lo demás, el circuito es conocido. Hay, co-

mo hemos dicho, muchos circuitos de válvulas para suprimir la portadora, pero todos ellos de fácil comprensión.

También hay muchos dispositivos con diodos para los mismos fines. En la figura 37-3 mostramos uno.

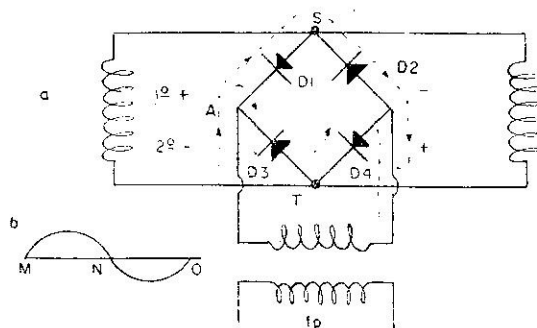


Fig. 37-3.

Si la portadora tiene la forma de onda que mostramos y del tiempo M al N el punto A es más positivo que el B o el B más negativo que el A , los diodos conducirán cuando tengan el cátodo más negativo que el ánodo o, lo que es idéntico, tengan el ánodo más positivo que el cátodo.

Según la figura, ningún diodo conduce del tiempo M al N . $D1$ tiene el cátodo más positivo; $D2$, el ánodo más negativo; $D3$, el ánodo más negativo; $D4$, el cátodo más positivo; luego $V_s - V_T = 0$.

Segundo, del tiempo N al O los cuatro diodos conducen; por tanto, según dibujamos el camino de los electrones cuando los diodos conducen, no circulan por las bobinas. Cuando los diodos no conducen, tampoco hay corriente por las bobinas; es decir, la portadora se elimina.

Es decir, entre los puntos S T la diferencia de potencial siempre

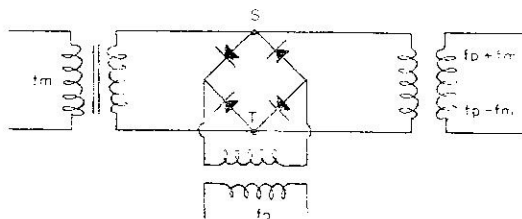


Fig. 37-4.

es cero; luego las bobinas están puestas a potencial cero y por ellas no circula corriente.

Si en estas condiciones hacemos llegar una B. F., según la figura 37-4, habrá una diferencia de potencial entre S y T que hará que pase corriente por las bobinas de salida, donde tendremos las dos bandas laterales.

Hay moduladores que sólo llevan dos diodos, como la figura 37-5, si bien el funcionamiento es análogo al anterior. Entre los puntos A y B aplicamos una portadora y circula corriente por $R1$ y $R2$. Entre A y B tenemos una diferencia de potencial.

1.º Cuando A es más positivo que B , $D1$ tendrá más positivo el ánodo que el cátodo y conducirá; $D2$ también conducirá, pues tiene el cátodo más negativo que el ánodo.

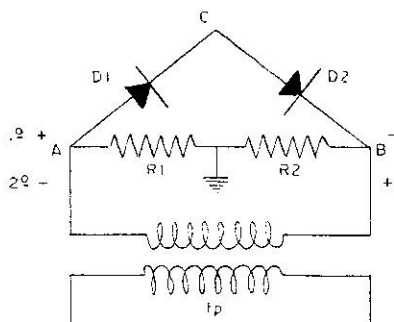


Fig. 37-5.

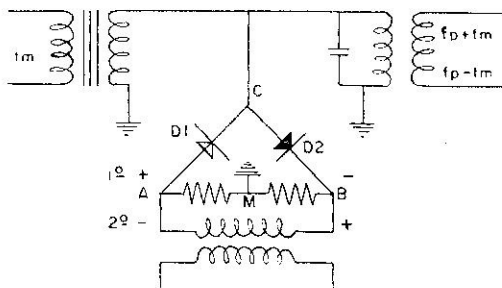


Fig. 37-6.

2.º Cuando A es más negativo que B , $D1$ tiene el ánodo más negativo que el cátodo y no conduce; $D2$ tiene el cátodo más positivo que el ánodo y tampoco conduce. Es decir, estamos como en el caso anterior.

Si en estas condiciones aplicamos entre C y tierra una tensión, por ejemplo, de B. F., las cosas cambian por completo, como se indica en la figura 37-6.

1.º Si C es más negativo que B , $D2$ está cortado, pero $D1$ conduce, ya que si C es más negativo que B , con mayor motivo será más negativo que A .

2.º Si C es más positivo que B , conduce $D2$ y $D1$ está cortado.

Hacemos notar que el punto M es tierra; luego aplicamos una tensión de B. F. entre C y M , y que cuando un diodo conduce, la corriente de radiofrecuencia se cerrará por el circuito oscilante, ya que está

también entre C y M , y este circuito oscilante presenta las características apropiadas para ello.

Es decir, tenemos la portadora suprimida y sacamos radiofrecuencia sólo cuando llega la B. F. Estos circuitos que hemos dibujado, para ser reales, necesitan algún dispositivo que equilibre bien los diodos para que la portadora no se presente a la salida en ausencia de B. F. Para ello se hace alguna R variable.

Es condición importante, tanto en los circuitos de válvulas como de diodos, que los elementos comunes tengan las propiedades más idénticas posibles.

A continuación (fig. 37-7) estudiamos un modulador equilibrado que funciona con la válvula especial RCA 7360. El funcionamiento de esta válvula es de fácil comprensión, en cuanto a la eliminación de la portadora. Antes de hablar del circuito, veamos el objeto de los electrodos de esta válvula.

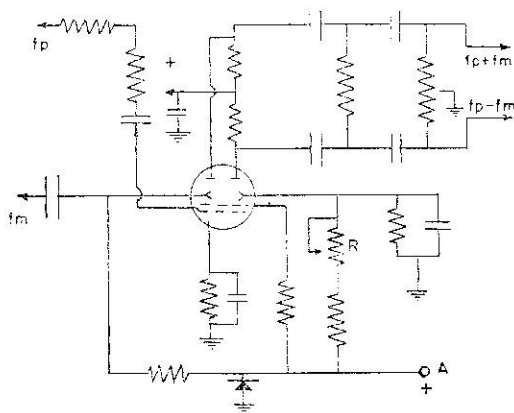


Fig. 37-7.

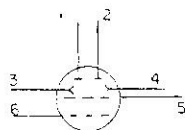


Fig. 37-8.

Los electrodos 1 y 2 son placas o ánodos normales que funcionan a potencial positivo, como mostramos en la figura 37-8. Los electrodos 3 y 4 son para enfocar el haz de electrones del cátodo, de manera que no vaya a las placas 1 y 2, sino que pase entre ellas. Es decir, no habrá corriente en las placas si los electrodos 3 y 4 envían el haz entre 1 y 2; 5 es la rejilla pantalla, normal: positiva y quien controla la corriente espacial, cuando ésta sale del cátodo; 6 es la rejilla de control y actúa como en todas las válvulas. A los electrodos de enfoque también se les llama desviadores.

A los electrodos de enfoque se les da una tensión que tomamos de A. En su circuito tenemos una R variable, cuyo objeto es importante, ya que regula la tensión a los electrodos, unos 20 V para que el haz de electrones pase entre los ánodos 1 y 2.

En estas condiciones, y si el haz está bien enfocado, al llegar la señal de la portadora a la rejilla de mando ocurrirá que cuando llega el semiciclo positivo será mayor el haz de electrones, y cuando llega el negativo será menor, pero esto no influye en la dirección del haz de electrones, que seguirán el camino entre los ánodos y no habrá corriente en dichos ánodos.

Si en estas condiciones llega una señal de B. F. a los electrodos desviadores, éstos se desequilibran y, según sea el más positivo o negativo, hará que el haz de electrones se desvíe a un ánodo y a otro y tendremos en dichos ánodos corriente de R. F., puesto que la portadora influye sobre ella. La corriente de R. F. está compuesta por las dos bandas laterales, es decir, $fp + fm$ y $fp - fm$.

Este dispositivo atenúa la portadora hasta 70 dB y no tiene el inconveniente de los anteriores, en los que era necesario que los diodos o válvula fueran lo más idénticas posible.

En todos los casos que hemos estudiado, hemos eliminado la portadora, pero a la salida tenemos dos bandas laterales; por ello, todos estos dispositivos llevan a la salida un filtro que sólo deja pasar una de las dos bandas.

Como es lógico, estos filtros tienen que ser de alta calidad, ya que tienen que rechazar frecuencias próximas a las que tienen que dejar pasar. Por ejemplo, si una banda lateral es de 8.000 a 8.003 Kc/s, y la otra, de 7.997 a 8.000 Kc/s, para dejar pasar una banda y eliminar la otra, el filtro requiere alta selectividad.

Actualmente, se han desarrollado filtros mecánicos magníficos, como son los de la casa Collins.

Un filtro mecánico es un dispositivo que transforma las vibraciones eléctricas en mecánicas y después convierte de nuevo las vibraciones mecánicas en eléctricas; es decir, transforma la energía eléctrica en mecánica y de nuevo en eléctrica.

El fundamento es el siguiente: hay un principio físico que dice: si colocamos ciertos cuerpos dentro de un campo electromagnético variable, estos cuerpos se contraen y se dilatan de acuerdo con las variaciones magnéticas. Recíprocamente, si se hacen vibrar estos cuerpos dentro de una bobina, inducen en ésta una corriente variable de la misma frecuencia que sus vibraciones. A este fenómeno se llama *magnetostricción*. En estos fenómenos tenemos las máximas amplitudes de las vibraciones, si coincide la frecuencia de la corriente que crea el

campo magnético con la frecuencia propia del cuerpo que vibra, es decir, tenemos resonancia.

Si tenemos una varilla que tiene propiedades de magnetostricción dentro de una bobina, a la que llegan corrientes variables, la varilla y esta acción se la transmitirá a los discos. A la salida, los fenómenos son recíprocos. Los discos harán vibrar la varilla de salida, que al vibrar inducirá en la bobina una corriente variable de acuerdo con las vibraciones.

Cada disco vibra como un circuito oscilante serie (fig. 37-11), y por ello, al aumentar el número de discos, se mejora la selectividad. Ahora bien, no se pueden poner todos los discos que se deseen, pues la técnica actual no lo permite.

En la figura 37-9 mostramos un filtro, así como varias curvas de selectividad de filtros mecánicos Collins (fig. 37-10).

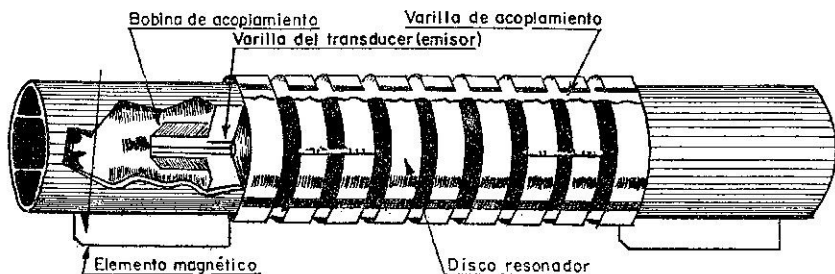


Fig. 37-9.

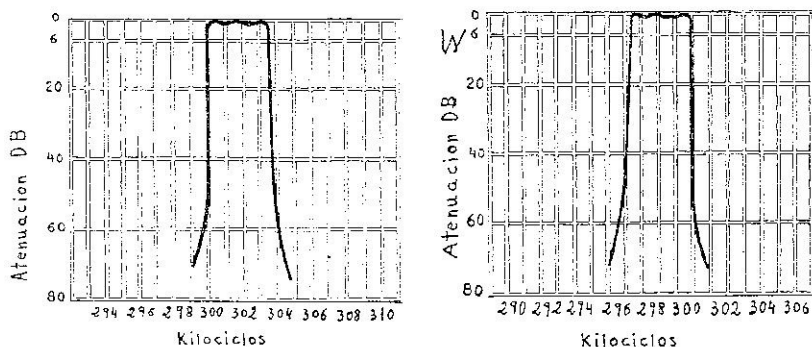


Fig. 37-10.

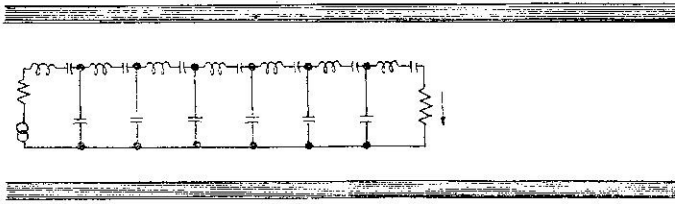


Fig. 37-11.

En la figura 37-12 mostramos cómo se señala en los esquemas un filtro mecánico.

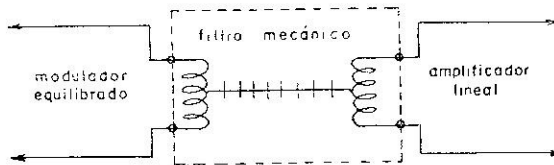


Fig. 37-12.

Supresión de la portadora y una banda lateral por desviación de fase.

Se puede lograr directamente y sin filtros la salida de una sola banda lateral.

Para ello necesitamos dos moduladores equilibrados. La portadora se hace llegar independientemente a ambos moduladores, con la misma amplitud, pero con diferencia de fase 90° (fig. 37-13).

Estos moduladores, en ausencia de fm (B. F.), darán salida cero, ya que ambos cancelan la portadora.

De manera análoga, la B. F. se hace llegar a los moduladores, también con una diferencia de fase de 90° .

Al llegar la B. F. a cada modulador, cada uno trabaja independientemente y da a su salida las dos bandas laterales. De todos modos, debido a la fase con que llegan la portadora fp y la moduladora B. F., fm , a los moduladores, éstos dan las bandas laterales, de manera que una tiene la misma fase en ambos, y la otra, fase opuesta; por esto, si ponemos la salida común a los dos moduladores, una de las bandas laterales se cancela.

SISTEMAS DE UNA SOLA BANDA LATERAL

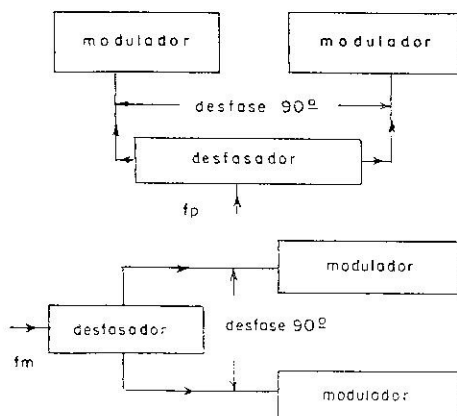


Fig. 37-13.

A continuación dibujamos un esquema de principio de este circuito (fig. 37-14).

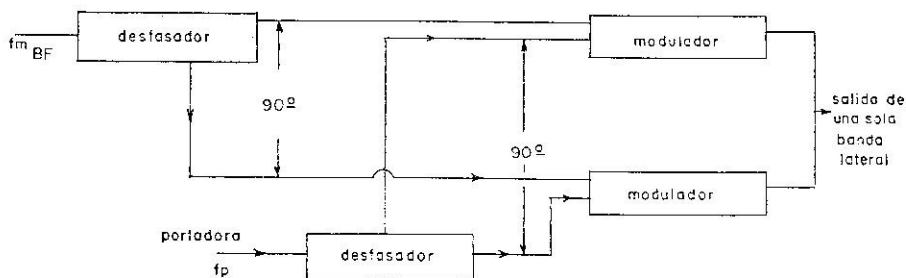


Fig. 37-14.

Los circuitos para desfasar la portadora 90° son muy fáciles y basta con combinar dos condensadores con dos resistencias, o bien, de

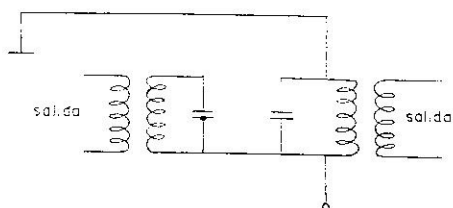


Fig. 37-15.

la salida de un circuito tanque, como se muestra en la figura 37-15, cuyas salidas tienen un desfase de 90° .

Lograr dos salidas de B. F. con 90° de diferencia de fase es labor más complicada, si la B. F., como en el caso de la voz, está compuesta de muchos tonos.

En estos casos se hacen dispositivos de combinaciones de condensadores y resistencias para estos fines. Estos circuitos se introducen en un recipiente y se le pone zócalo y patillas, como a las válvulas ordinarias.

Ventajas del sistema de banda lateral única respecto al de doble banda lateral.

En la primera parte de radiotecnica estudiamos que la potencia media de una onda modulada en amplitud era

$$W_{\text{media}} = W_{op} + \frac{W_{op} \cdot m}{2}$$

y si $m = 1$,

$$W_{\text{media}} = W_{op} + \frac{W_{op}}{2},$$

siendo W_{op} potencia en la onda portadora y $W_{op}/2$ potencia de las bandas laterales, luego de una banda $W_{op}/4$.

Es decir, que modulando al 100 por 100 la potencia de una banda lateral es la cuarta parte de la potencia en portadora. Si tenemos una portadora de 100 W, cada banda lateral tendrá 25 W y la potencia total será de 150 W (fig. 37-16).

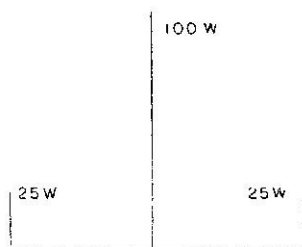


Fig. 37-16.

Como el mensaje también se emite en una sola banda, si suprimimos la portadora y una banda lateral podemos radiar en la banda que nos queda una potencia media de 150 W, con las mismas válvulas y equipo, sin que éste sufra. Incluso podíamos sacar más potencia a las válvulas sin que éstas disiparan demasiado, pues ocurre en B. L. U. (banda lateral única) que, cuando no hay voz, el emisor no trabaja, y como mientras se habla hay momentos o instantes de silencio, las válvulas reposan. Algo similar a lo que ocurre en clase C.

Si al receptor llega una onda modulada en amplitud (M. A.), es lo mismo que si sólo llega una banda de dicha onda, ya que en ambos casos llega el mensaje. Por ello, si llevamos toda la energía en una sola banda, ganamos en la relación señal/ruido, o sea, se oirán mejor las señales.

Esto, aunque a primera vista parece importante, no lo es tanto como otras características del sistema.

En las emisoras de barcos, el equipo puede trabajar en M. A. o en B. L. U. Si el equipo de M. A. tiene una salida de 250 W, hay personas que esto lo interpretan correctamente, pero, sin saber por qué, suponen que en B. L. U. da 1.000 W ó 1.500 W. Esta interpretación es falsa. Es decir, si el equipo da 250 W en M. A. dará también 250 W en B. L. U., si bien estos 250 W en B. L. U. equivalen a 1.000 en portadora y 1.500 en potencia media de M. A. Sin embargo, repetimos lo dicho antes, que esto no es tan espectacular como a primera vista parece. En general, si se elige bien la hora y la frecuencia adecuadas, si las señales llegan bien en B. L. U., también llegan bien en M. A. De todas las maneras se gana señal.

Uno de los problemas que se plantean en la recepción de señales por radio son las interferencias; por esto, las mejores comunicaciones se hacen en A1, por la sencilla razón que podemos trabajar con un ancho de banda inferior a los 0,5 Kc/s, con lo que se evitan interferencias. Otra ventaja es que pueden recibir señales hasta con fuerza 1 y alguna interferencia.

En M. A. el ancho de banda puede ser de 10 Kc/s, si bien se puede reducir, pero, a pesar de todo, la interferencia es muy probable, en cuyo caso la voz se distorsiona y no se puede comunicar en estas condiciones con señales inferiores a fuerza 3, y si la interferencia es grande, no se puede comunicar.

La B. L. U. presenta una gran ventaja, ya que podemos recibirla con un filtro de 2,5 Kc/s. Esto elimina interferencias, que es muy importante. No obstante, por tratarse de la voz, si se desea una comunicación por línea telefónica, hacen falta señales fuertes y limpias. Si el filtro tiene sintonía, se puede lograr evitar las señales que nos perturbaban, al menos en parte.

En los sistemas de B. L. U. se necesita una técnica más depurada, aunque la técnica de estos tiempos lo resuelve con facilidad.

A pesar que se dice que un receptor que tenga oscilador de batido sirve para recibir señales en B. L. U., la verdad es que esto no es así. Hace falta un buen receptor para trabajar bien en este sistema, a no ser que se trabaje en la misma frecuencia que el colateral.

Estabilidad de la frecuencia portadora.

La estabilidad de frecuencia en el sistema B. L. U. es indispensable. Hemos estudiado la necesidad de estabilizar la frecuencia en cualquier tipo de comunicaciones, pero en B. L. U. esto, repetimos, es más necesario, hasta el punto que una estabilidad menor de 20 c/s produce distorsión, y si la variación es de más de 50 c/s, la comunicación se hace imposible.

Por eso es necesario el control de la estabilidad de frecuencias, si bien con los osciladores de cristal esto se simplifica. La perfección de los filtros también es fundamental en este sistema.

Circuitos transmisores y receptores típicos.

Podemos distinguir dos casos generales: el primero, cuando los dos colaterales trabajan en las mismas frecuencias. A continuación dibujamos el esquema bloque del transmisor receptor SB6FA de R. F. Communications INC (fig. 37-17).

La parte del receptor es de fácil comprensión. Podemos destacar que la primera conversión se realiza en 1.500 Kc/s, y la segunda, en 455 Kc/s. La salida del segundo conversor va a circuitos normales, cuando recibimos onda de M. A., y a un filtro mecánico, cuando se recibe B. L. U.; este filtro mecánico es para el paso de $455 \pm 2,5$ Kc/s, según sea la B. L. U. superior o inferior.

Tiene dos detectores, uno para M. A. y otro de producto para recibir B. L. U. y A1. Al detector de producto se lleva la salida del oscilador de 455 Kc/s de batido, con lo que se reintegra una portadora idéntica a la suprimida en el emisor, puesto que el oscilador es el mismo para recibir que para transmitir.

La salida del receptor podemos llevarla, bien al altavoz o bien a una línea de 600 ohmios (línea telefónica).

El transmisor que puede trabajar en A1, M. A., B. L. U. y Vox, puede explicarse así:

El micrófono se lleva al cátodo de V10A, si es de carbón, y a la rejilla, si es dinámico. Por medio de un conmutador que lleva se puede

SISTEMAS DE UNA SOLA BANDA LATERAL

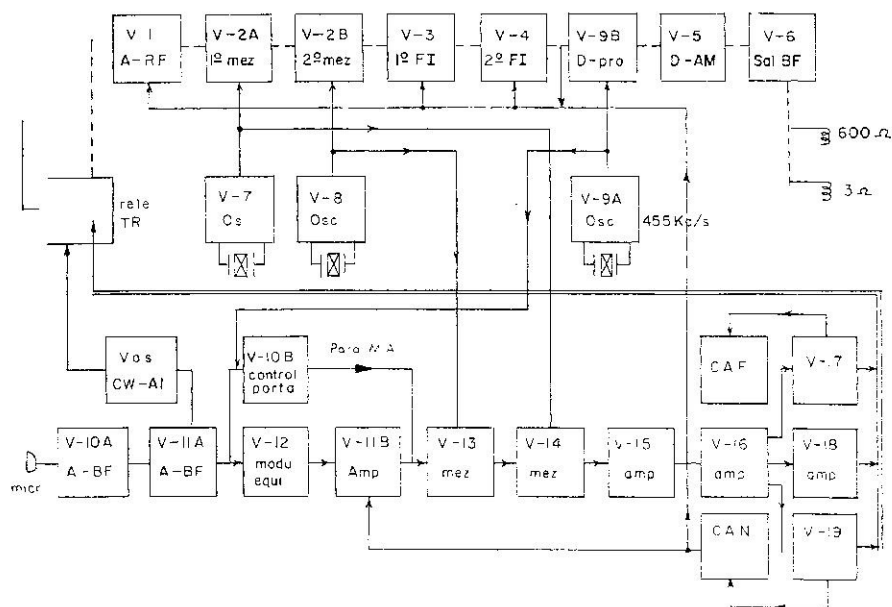


Fig. 37-17.

sustituir el micrófono por una línea telefónica que puede aplicarse a la rejilla de V10A.

V11A es un amplificador de B. F. cuya salida se lleva al modulador equilibrado V12, cuyo circuito conocemos por ser la válvula RCA 7.360, ya estudiado. La señal de portadora que aplicamos al modulador es precisamente la del oscilador de batido del receptor, o sea, 455 Kc/s de la válvula V9A.

Del modulador no sale la portadora; por ello, si trabajamos en M. A. hay que reintegrar dicha portadora y se hace por 10 B a V13.

La onda que sale de V13 es una onda modulada en M. A., si bien, aunque en el oscilógrafo tiene una traza similar a la traza de una onda M. A., que obtenemos al modular una R. F. con una B. F., las componentes son diferentes, ya que en este caso llevamos una portadora de R. F. a modular con una banda lateral que es R. F.

La portadora se controla por un control automático de frecuencia, trayendo para ello realimentación del cátodo del paso de potencia.

Las válvulas V13 y V14 son multiplicadoras de frecuencia, pero la multiplicación la hacen por el sistema de heterodinación tomando a la salida la frecuencia suma, o sea, la de la señal más la del cristal.

Podemos tomar también la frecuencia de la señal más la de un armónico del cristal, o bien, el armónico de la frecuencia suma. Como osciladores locales se utilizan los del receptor, es decir, V7 y V8, que son de cristal. Las válvulas V15 y V16 amplifican la señal al valor conveniente para excitar el paso amplificador. El (C. A. N.) control automático de nivel tiene por objeto evitar una fuerte corriente de rejilla de las válvulas de potencia. De estas rejillas se toma una tensión negativa que se lleva a V11B y, con ello, esta válvula amplificará menos, si la tensión negativa aumenta, y será menor la señal que llega a la rejilla de las válvulas de potencia.

Para trabajar en A1, el equipo lleva un conmutador para desconectar el sistema de baja frecuencia, quedando sola la portadora.

El sistema VOX consiste en poner en marcha el emisor cuando se habla y dejarlo en reposo cuando la voz cesa. En general, este dispositivo trabaja como sigue: al hablar, amplificamos la señal del micrófono por medio de una válvula. Esta señal se rectifica y el positivo se aplica a una rejilla que es negativa y mantiene cortado el emisor. Por tanto, cuando hablamos, automáticamente el emisor se pone en marcha.

Hay también un dispositivo llamado antivox, en cuyo caso quien pone en marcha el equipo es el colateral.

Con este sistema de trabajo es como la B. L. U. puede ser manejada, con la misma sencillez que el sistema M. A.

En España este servicio puede instalarse, aunque con ciertas observaciones, para el tráfico costero en las bandas de 1.600 a 3.600 Kc/s.

En los barcos de altura esto no es lo mismo, si dichas estaciones se abren a la correspondencia pública. Si se trabajara sólo con algunas estaciones españolas, también se podría hacer, pero sería una limitación.

En los casos en que el barco trabaje en una frecuencia y la costera en otra, la costera puede emitir una señal de portadora para guía, y si el receptor del barco lleva un dispositivo apropiado, sigue a esa portadora y se trabaja con comodidad. De no ser así, el receptor del barco deberá ser de calidad, además de requerir cierta práctica la persona que lo maneje.

Como complemento a la pregunta que estamos tratando y al equipo descrito, diremos que puede acoplarse bien a la antena o bien a un amplificador de potencia (amplificador lineal) compuesto por dos válvulas en paralelo (3-400Z). Mencionamos esto porque dichas válvulas no trabajan como en los equipos clásicos, sino con la rejilla puesta a tierra, y la señal se aplica entre el cátodo y masa. La polarización de rejilla es cero, si bien al llegar la excitación hay corriente de rejilla que lleva a trabajar al equipo en clase AB. Estas válvulas se ponen ro-

jas cuando trabajan. Cuando el equipo está en recepción, se aplica al cátodo una tensión positiva de manera que las válvulas se cortan.

Completando lo dicho sobre emisores, puede ocurrir que las comunicaciones donde interesa más la legibilidad que la fidelidad, en lugar de dar a la B. F. un ancho de unos 40 c/s o 15.000 c/s, se le da un ancho de unas 300 a 3.000 c/s. Esto es importantísimo, ya que aunque la voz se oye rara, es inteligible, puesto que están incluidos los tonos que mejor oímos. Por ello es posible que nos encontremos un emisor que lleva una especie de filtro de B. F. La cuestión es fácil, pues sabemos que en acoplamiento se pierden las muy bajas frecuencias en el condensador C; luego basta con bajar un poco el valor del condensador (menos capacidad) para que se pierdan más frecuencias inferiores.

Las frecuencias más altas caían en las capacidades de las válvulas, luego basta con poner una capacidad apropiada en paralelo con R_g para eliminar estas frecuencias más altas.

En la práctica hay muchas maneras de lograr esto, si bien se hace por condensadores y resistencias apropiadas. Esto mejora muchísimo las comunicaciones, ya que nos permite trabajar en bandas más estrechas, con lo que eliminamos el problema de las interferencias.

En cuanto a receptores, es conveniente que lleve dos detectores: uno, para M. A., y otro, para B. L. U. Es fundamental una F. I. estabilizada y controlada por un filtro de gran selectividad, pero no fijo, sino que se pueda sintonizar en todo el ancho de banda de F. I.

El oscilador de batido conviene sea de cristal y dar una frecuencia igual a la F. I., ya que equivale a la portadora suprimida.

Si no es de cristal deberá ser de sintonía variable, para oscilar a una frecuencia $f = F$. I., y, además, de gran estabilidad.

Nota.—Aunque la pregunta sobre un receptor típico ha sido contestada, vamos a detallar, aunque de una manera ligera, el receptor HRO-500, por ser un receptor de alta calidad y llevar incorporados una serie de dispositivos que no llevan los receptores corrientes (fig. 37-18).

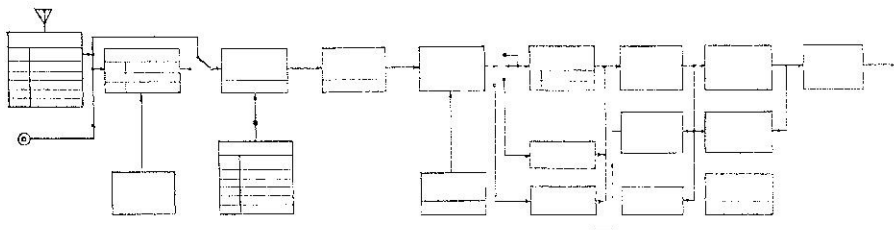


Fig. 37-18.

En la entrada, al paso de R. F. llegan 5 bandas, de las cuales las 3, 4 y 5 pasan directamente al primer conversor.

Las bandas 1 y 2, antes de pasar al conversor, sufren una heterodinación. Realmente, es el primer conversor para estas frecuencias.

El oscilador de 26 Mc/s es de cristal, o sea, que este conversor no da una F. I., sino que, con la oscilación fija, da una frecuencia diferente para cada frecuencia de la señal.

El primer conversor nos da una F. I. de 3,25 a 2,75 Mc/s. El oscilador local de este conversor es el dispositivo llamado *sintetizador*. Oscila en 5 bandas que se señalan. Después hay un amplificador de F. I.

Sigue el segundo conversor o mezclador. El oscilador local es de frecuencia variable de 2,98 a 3,48 Mc/s, de manera que deje una F. I. de 340 Kc/s. Observamos que este oscilador sólo tiene un margen de frecuencias de 500 Kc/s.

La salida del conversor se lleva a un amplificador de F. I. de acuerdo con un conmutador de selectividad que se puede sintonizar *sólo en la posición de filtros de 2,5 a 0,5 Kc/s*; es decir, para recibir ondas B. L. U. y A1.

El amplificador de F. I. es un paso normal. De él sacamos varias tomas: una salida que va al control de ganancia, otra salida va al miliamperímetro y dos salidas más, una al detector de ondas M. A. y otra al detector de ondas B. L. U. y A1.

Finalmente, tenemos el amplificador de baja frecuencia.

El segundo bloque (fig. 37-19) es el conjunto del sintetizador, que se llama así porque sintetiza todas las frecuencias que llegan y las deja dentro de un margen de 500 Kc/s.

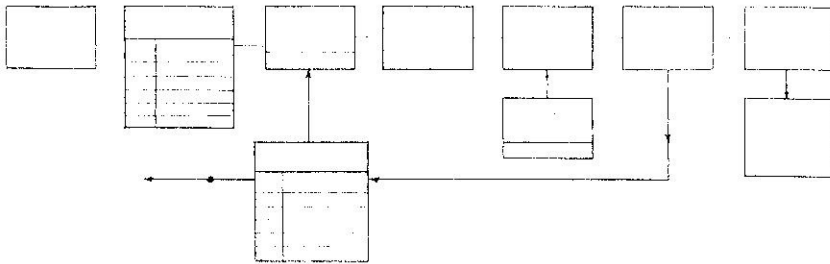


Fig. 37-19.

Los circuitos que componen el sintetizador son conocidos, pero el fundamento de todo el conjunto no es fácil encontrarlo en los libros.

Lo primero que tenemos es un oscilador de cristal que trabaja en la frecuencia de 500 Kc/s, pero sacamos los armónicos del mismo y tenemos 500, 1.000, 1.500, 2.000... Kc/s. Es decir, el sintetizador trabaja

en 60 bandas de 500 Kc/s cada una y el receptor puede recibir señales de 1 Kc/s a 30 Mc/s.

El último paso es un indicador, que nos indica cuándo el sintetizador está trabajando en un múltiplo de 500 Kc/s. Cuando no es así, se enciende una luz, que indica que estamos fuera de sintonía. Cuando la luz se apaga el sintetizador está sintonizado.

Después del oscilador tenemos el generador de espectro. Realmente es un amplificador que trabaja en un amplio espectro o gama de frecuencias; por ello, en este paso elegimos el armónico que nos conviene y es el que amplificamos. La señal de este generador se lleva a un mezclador (4.º), al que llega una señal del oscilador local del primer conversor del receptor. Este mezclador da una F. I. de 4,75 Mc/s, que llevamos a un detector de fase. A este detector llega una señal de un oscilador de cristal, también con la frecuencia de 4,75 Mc/s. Como la señal del oscilador de cristal es invariable, si la que viene al mezclador es de 4,75 Mc/s, el detector de fase, que es un simple discriminador, no da señal de salida; en caso contrario, el detector de fase dará una señal. Esto sólo ocurrirá cuando el oscilador local trabaje en una frecuencia que no sea la correcta, ya que todas las demás frecuencias son controladas por cristal.

La señal del detector de fase es continua y, por tanto, la amplificamos en un amplificador de corriente continua, y de este amplificador tenemos dos señales: una, la más importante, que va al oscilador de alta frecuencia y obra como en la válvula de reactancia variable, es decir, hace entrar al oscilador en frecuencia correcta.

La otra salida va a un generador en dientes de sierra que controla la luz de sintonía y, además, un dispositivo que silencia al receptor cuando no está sintonizado.

Haremos una aclaración para ayudar a comprender el funcionamiento de este equipo.

El receptor tiene cuatro mandos para sintonizarlos a una frecuencia determinada. El 1.º es común a todos los receptores; elegimos una de las 5 bandas. 2.º Sintonizamos el sintetizador, que sólo tiene frecuencias múltiplos de 500 en una de las 60 bandas que más se aproxime a la frecuencia deseada. 3.º Sintonizamos con el mando principal de sintonía la frecuencia exacta. *Pensemos que F. I. es sintonizable* sólo en 500 Kc/s, es así porque el oscilador local, el sintonizador, sólo da frecuencias múltiplos de 500 Kc/s. 4.º Finalmente, sintonizamos el paso de R. F., *preselector*, a la frecuencia apropiada y cuya sintonía será aquella donde mejor se escuche la señal, ya que la frecuencia exacta la buscamos con el mando principal.

Para recibir en B. L. U. conectamos el oscilador de batido. Ponemos el filtro 2,5 Kc/s y retocamos la sintonía del filtro; es decir, desvia-

mos el filtro a lo ancho del paso de F. I. Para ello es necesario que el receptor esté sintonizado exactamente a la frecuencia portadora de la señal.

Este receptor lleva un oscilador de 50 Kc/s que nos sirve para calibrarlo a la frecuencia exacta. Poniendo el receptor en calibración, deberíamos oír la señal de este oscilador en todas las frecuencias múltiplos de 50 Kc/s.

Nota.—El detalle de este receptor se ha hecho con vistas no sólo a los futuros profesionales, sino a los que ya lo son. Además, se ha explicado generalizándolo de manera que esta explicación pueda ser útil a quien maneje un receptor de calidad.

Sistemas con portadora reducida y portadora completa.

Para que resulte más fácil la recepción en B. L. U., a veces se omite una portadora reducida, con objeto de que en la recepción se introduzca una señal igual a ésta y que el receptor reproduce fielmente con un control automático de frecuencia, lo que equivale a como si los dos colaterales trabajaran en la misma frecuencia.

Con portadora completa se mejora lo anterior, si bien se pierde en la relación señal/ruido, por los razonamientos explicados en las ventajas de la B. L. U. Esta señal, en cambio, se recibe con la normalidad de una señal normal de M. A.

Los equipos suelen llevar todos estos sistemas, es decir, se puede llamar en M. A., en B. L. U., con portadora reducida o con portadora completa.

Sistemas de bandas laterales independientes.

Si a la salida del modulador equilibrado, que nos da la salida de las dos bandas laterales, colocamos dos filtros, uno para cada banda, podemos bien sacar la banda que nos interese o también si nos conviene al sistema de comunicaciones, podemos sacar las dos bandas independientes, amplificarlas también independientemente y radiarlas.

CAPITULO XXXVIII

RADIOTELETIPO. FACSIMIL.

Modulación telegráfica por teleimpresor. Código de cinco unidades.

En el telégrafo sencillo la modulación se hace por un interruptor (manipulador), de acuerdo con el sistema Morse. Bajamos el manipulador y pasa corriente; lo subimos y no pasa, etc.

Si la corriente la llevamos a un electroimán, éste actuará cuando pase corriente, y no actuará cuando no pase.

Al actuar el electroimán atrae un estilete entintado, que hace una raya en una cinta de papel. Según el tiempo que esté el manipulador bajado tendremos puntos y rayas. A veces se utiliza el sistema de corriente con el manipulador en reposo y corte de corriente con el manipulador bajo. Otros utilizan ambos sistemas como el que mostramos en la figura 38-1.

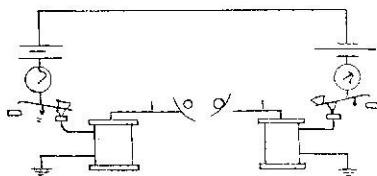


Fig. 38-1.

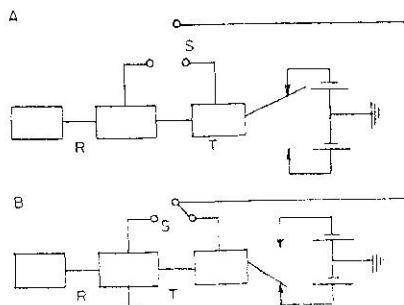


Fig. 38-2.

La modulación por teleimpresor o teletipo tiene un fundamento análogo, pero en lugar de utilizar el código Morse, usa el llamado de cinco unidades.

El teclado del teletipo es similar al de una máquina de escribir. Al

dar a una letra, el aparato deja pasar corriente, no según el sistema Morse, sino según el mencionado código de cinco unidades.

Este código se utiliza en teletipos. Todos los caracteres (letras, números y signos) llevan 5 unidades; por ejemplo:

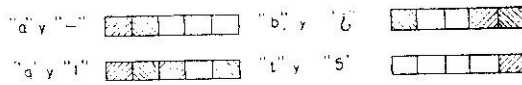



Fig. 38-3.

El espacio en blanco □ quiere decir ausencia de corriente, y el espacio rayado  envío de corriente (contacto cerrado). Así, la «a» tiene dos unidades falta de corriente y tres unidades con ella. Cada carácter tiene diferentes sus unidades. Por otra parte, cada uno lleva un impulso de arranque y otro de reposo. Para ahorrar caracteres se utilizan para las letras y para los signos y números las mismas unidades; así, la «a» tiene idénticas las unidades que el signo menos (—) y la «b» que el signo de interrogación (?), etc.

Como hemos dicho antes, los teleimpresores se manipulan de una manera muy similar a las máquinas de escribir.

Velocidad telegráfica.

Utilizando transmisores automáticos con cintas perforadas se pueden lograr velocidades de 2.000 letras por minuto.

Con el teletipo, y utilizando el código de cinco unidades, la velocidad es del orden de unas 300 a 400 letras por minuto (caracteres por minuto). La velocidad es aproximadamente de 20 ms. por unidad; por tanto, cinco unidades serán 100 ms., más los impulsos de arranque y de parada, que dan la velocidad mencionada antes de 300 a 400 caracteres por minuto.

Teleimpresores. Ideas generales de su funcionamiento.

El equipo consta de tres partes importantes: el emisor, receptor e impresor, y, además, lleva un motor que es quien mueve estos elementos (fig. 38-4).

El emisor es un contacto que se abre o cierra de acuerdo con las unidades del código utilizado. El receptor es similar. Lleva un electroimán potente que cuando llega corriente atrae la armadura y se levanta cuan-

do no hay corriente. La armadura actúa sobre el impresor. El motor acciona el impresor y mueve todos los ejes.

Ya hemos dicho antes que puede haber letras y números o signos con idénticas unidades, pero el teletipo lleva un dispositivo para transmitir letras o números.

Hay teletipos de dos polaridades, en lugar de modular con corriente o falta de corriente, se modula con positivo o negativo; por ejemplo, la «a» es como en la figura 38-5. Para líneas largas se utiliza este sistema.

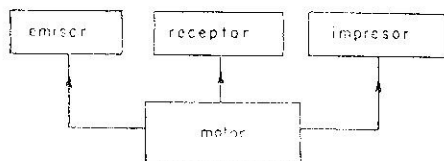


Fig. 38-4.

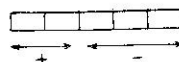


Fig. 38-5.

Telegrafía por frecuencias vocales.

Con objeto de usar un solo hilo para varias comunicaciones se utiliza este sistema que consiste en introducir en una sola línea varios canales. El número de canales depende del sistema elegido, si bien cada vez es mayor el número de ellos que pueden enviarse por una línea.

Estos canales se modulan en amplitud por ondas de la misma frecuencia que las de la voz. Van de 120 en 120 Kc/s, con objeto de dejar entre cada canal espacio para no interferirse. Esto se muestra en el gráfico de la figura 38-6. Señalamos el amisor, la línea y el receptor.

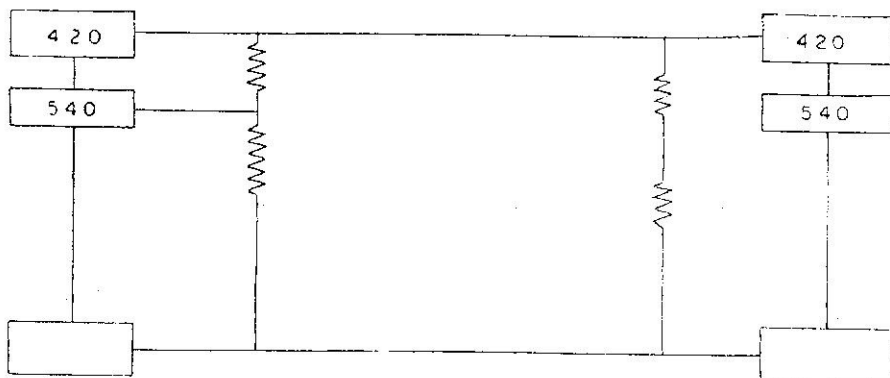


Fig. 38-6.

El receptor lleva un dispositivo de entrada con tantas sintonías como canales; de esta manera, cada señal va por su canal.

Actualmente se montan equipos para modular en frecuencia, y se pasan 24 canales simultáneos por una sola línea, si bien hay sistemas más desarrollados.

Radiotelegrafía por desplazamiento de frecuencias.

Ya dijimos, al hablar de la manipulación, que este sistema consiste en sustituir el todo o nada por una emisión permanente que cuando emitimos lo hacemos en una frecuencia, y cuando reposamos, en otra frecuencia próxima. El sistema mejora los ruidos.

Corrección de errores.

Cuando deseamos un corrector de errores, pasamos del código de cinco unidades a otro de siete, llamado código mús. Se utiliza en las comunicaciones radiotelegráficas de servicios fijos. Si el receptor no recibe las siete unidades, envía una señal pidiendo repetición. El transmisor entonces repite de nuevo el signo correspondiente. Puede hasta repetir el mismo signo tres veces.

Facsimil. Ideas generales sobre la recepción facsimil.

Se llama así a la transmisión de cualquier material gráfico, como mapas, fotografías, etc., por medios eléctricos.

Cualquiera que sean los medios —hilos o radio—, los fundamentos son los mismos. Supongamos que transmitimos una carta meteorológica para que la reciban los barcos. La carta se desmenuza en secuencias de partes elementales mediante un proceso de exploración. Esto suele hacerse montando la carta sobre un tambor giratorio, al que proyectamos un rayo de luz. La luz es reflejada a una célula fotoeléctrica y ésta da una corriente de electrones proporcional a la luz que le llega.

La luz se mueve a lo largo del tambor, paralela al eje, y a tal velocidad que se desplaza transversalmente la anchura del tambor mientras éste da una vuelta. De esta manera el punto luminoso cubre todos los puntos de la carta.

Las variaciones eléctricas que salen de la célula son las que modulan la portadora.

En la recepción, primero amplificamos las señales recibidas, para, más tarde, detectarlas. Una vez sacadas las señales variables se hacen

llegar a un estilete que se mueve sobre un tambor análogo al de la emisión. Este tambor lleva un papel especial, de manera que al rayar sobre él el estilete queda el dibujo. Este tambor se mueve de acuerdo con el del emisor, y, lo mismo que entonces, lo recorre transversalmente por cada vuelta del tambor.

Hay muchos sistemas y maneras de transmitir y recibir fotografías. Hemos mencionado el que utilizan algunos barcos.

La reproducción de una carta meteorológica tarda bastante en completarse, por lo que se sintoniza el receptor correctamente, y únicamente hay que vigilarlo de cuando en cuando.

Finalmente, diremos que el receptor se sincroniza con el emisor con los impulsos que recibe de éste. Es de una manera análoga a como ocurre en televisión.

CAPITULO XXXIX

A N T E N A S

Fundamentos: radiación de una antena.

Campos de inducción y radiado.

Ya dijimos, al hablar de las líneas de transmisión, que éstas tenían pérdidas por radiación. Esta radiación consiste en que las líneas ceden al espacio parte de su energía electromagnética. Sabemos que a lo largo de una línea por la que circula una corriente tenemos un campo eléctrico y otro magnético. El conjunto de ambos campos en movimiento forman el campo electromagnético. Ya hemos estudiado que éste no queda confinado en la línea, sino que es la línea la que queda sumergida en él. El campo magnético induce en la línea un campo eléctrico. A la vez, es el campo eléctrico el que da origen al campo magnético, pero ocurre que toda la energía del conjunto de estos campos no vuelve a la línea, sino que parte queda en el espacio y se propaga por él. A este fenómeno se le llama *radiación*. Es decir, el fenómeno de radiación queda perfectamente definido por su nombre y sólo es necesario añadir a la palabra radiación «campo electromagnético». Es decir, radiación, en radio, es enviar al espacio un campo electromagnético.

En la conducción de las corrientes de R. F. ya estudiamos el campo electromagnético, si bien entonces no nos interesaba radiarlo; por ello se idearon las guías de ondas para confinarlo en su interior, de forma que no fuera radiado. Ahora lo que nos interesa es lo contrario: radiarlo. Para ello llevamos el campo electromagnético a un dispositivo especial, que nos permite enviarlo al espacio con el máximo rendimiento posible.

El dispositivo que nos permite la radiación o envío del campo electromagnético al espacio se llama *antena*.

Supongamos que una línea, como la de la figura 39-1, *a*, en la que dibujamos las componentes de tensión y corriente, la doblamos por

el extremo, como en la figura 39-1, *b*, es decir, doblamos la línea a $\lambda/4$ del extremo.

Esta figura tiene realmente un error, ya que si bien es cierto que la corriente es mínima en los extremos y el voltaje máximo, nos falta darle la polaridad apropiada, pues sabemos que si hay una diferencia de potencia entre dos hilos o puntos es porque es más positivo uno que el otro, es decir, tiene diferente polaridad. Por ello, la figura correcta es la figura 39-2, aunque la polaridad está cambiando constantemente al ritmo de la R. F. Este dispositivo tiene un gran rendimiento de radiación y se puede considerar como la *antena básica*; se llama *dipolo de media onda*.

Téngase en cuenta que dipolo es aquello que tiene *dos polos*. Por ejemplo, un dipolo es el lugar al que enchufamos la plancha o la maquinilla de afeitar, etc. En la figura 39-2 llevamos la línea a los puntos A y B; luego tenemos dos polos y la antena, por tanto, tiene dos polos o es un dipolo.

Sabemos que el campo eléctrico se representa por líneas de fuerza que van de un polo a otro; luego dicho campo queda representado por la figura 39-3, según las líneas semejantes a elipses que tienen el eje

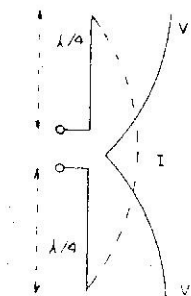
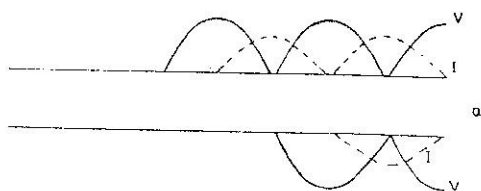


Fig. 39-1.

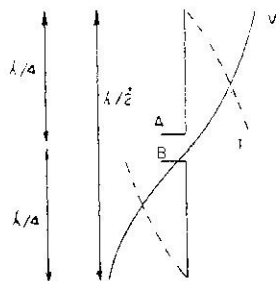


Fig. 39-2.

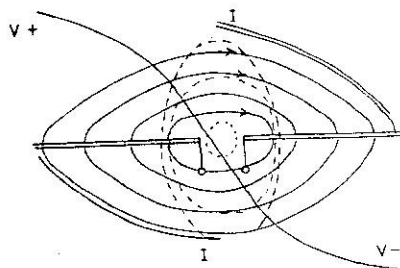


Fig. 39-3.

mayor horizontal. Las flechas indican el sentido del campo, si bien éste estará constantemente cambiando, ya que la R. F. varía constantemente el signo de los polos. Las flechas corresponden al sentido según los signos puestos, aunque no tomamos este sentido para los electrones, sino el contrario, el real.

El campo magnético rodea al conductor; luego queda representado por las líneas de fuerza en forma de elipses con el eje mayor vertical. Los planos de ambos campos son, por tanto, perpendiculares. El conjunto de estos campos es el electromagnético.

Si el eje de la Tierra fuera una antena alimentada en su centro, los meridianos serían las líneas de fuerza del campo eléctrico, si bien, en lugar de salir sólo de los polos, saldrían de todo el eje. Los paralelos serían las líneas del campo magnético.

Este campo electromagnético se divide en dos: uno, que se radia y se llama *campo de radiación*, y otro, que vuelve a inducirse en la antena *campo de inducción*. Interesa que la relación del campo radiado con respecto al campo de inducción sea máxima.

Características generales: Polarización.

La polarización de una onda depende de cómo estén los polos de la antena que la radia. Según los polos, es el campo eléctrico, y según sea la polarización del campo eléctrico, recibe el nombre ésta.

Si el vector E es vertical, la polarización se llama vertical; si es el vector E horizontal, la polarización también lo es (fig. 39-4).

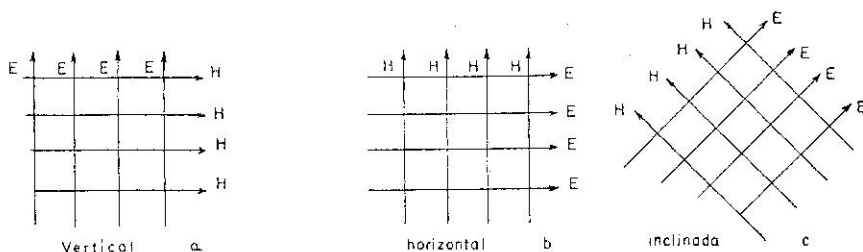


Fig. 39-4.

Recordando cómo estaban los campos E y H en una antena, sabemos que *el campo E está paralelo a la antena, y el H , perpendicular*; por tanto, las antenas verticales siempre crean polarización vertical, y las antenas horizontales, polarización horizontal. Esto se ha señalado en la figura 39-4. Si la antena está inclinada, el campo E también lo

estará y la polarización será inclinada. Ahora bien, ocurre que, a veces, se combinan dos o más campos E , bien debido a reflexiones y otras causas, y en este caso tenemos un campo resultante E , y según el vector resultante E podremos tener polarización circular, elíptica, etc.

Resistencia de radiación.

Esta resistencia es ficticia y se calcula dividiendo la potencia radiada por la intensidad al cuadrado.

$$R_r = \frac{P}{I^2}.$$

Aproximadamente, una antena en $\lambda/2$ tiene una $R_r = 73 \Omega$, que es la resistencia que presenta la antena cuando equivale a un circuito serie.

Esta resistencia de radiación varía según el lugar donde se encuentre instalada la antena, con relación al alejamiento de tierra y otros objetos. En realidad, lo que ocurre es que varía la energía radiada según el lugar donde está la antena, lo que equivale a variar la resistencia de radiación.

La impedancia de 73Ω es relativamente baja para los efectos de adaptación, como ocurre en los receptores de televisión. En las ondas muy cortas $\lambda/2$ es muy pequeño y las antenas captan poca energía, por lo que es conveniente que toda la que han captado se la cedan al receptor, y para ello tienen que estar adaptadas. Los receptores de televisión tienen, aproximadamente, 300Ω de R de entrada.

Si colocamos otro dipolo unido al primero y a una distancia de unos 5 cm, como se muestra en la figura 39-5, obtenemos una impedancia de unos 300Ω . Es natural, ya que la potencia es la misma, pero la corriente disminuye al alimentar el segundo dipolo: esto equivale a aumentar R .

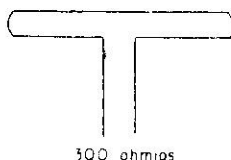


Fig. 39-5.

Directividad.

Como veremos más adelante, una antena no radia según su eje; por tanto, en esa dirección no emitirá señales. En cambio, en un plano perpendicular al eje (antena), en el centro, radiará mejor. Es decir, una antena tiene propiedades directivas, o sea, no radia por igual en todas las direcciones. No obstante, para lograr directividad se utilizan varias antenas combinadas o antenas especiales.

Anchura de banda.

La anchura de banda de una antena queda determinada por el número de frecuencias que tienen características parecidas de radiación en dicha antena. Es decir, la antena tiene ganancia parecida e impedancia parecida en las frecuencias que determinan su ancho.

El ancho de banda de una antena puede variarse por medio de una bobina o condensador, como veremos más adelante.

Ganancia.

Si suponemos una antena ideal que produce un campo determinado y comparamos este campo al producido por una antena real, cuanto más se aproxime la intensidad del campo real al propuesto como ideal, tanto mayor será la ganancia de antena.

Resonancia. Longitud de una antena.

Se dice que una antena está en resonancia cuando la impedancia de entrada es resistiva.

Como mostramos en la figura 39-6, y tras estudiar o recordar lo escrito en las líneas de transmisión, tenemos que la antena presenta una impedancia máxima en los extremos y mínima en el centro.

La impedancia es:

$$Z = V/I = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

Dijimos antes que esta Z , que presenta la antena supuesta en el espacio libre, es del orden de los 73Ω en el centro y 2.500Ω en los extremos. Los demás puntos tienen valores intermedios.

caremos un condensador variable para neutralizar la L hasta que logremos la resonancia.

Es decir, una bobina o un condensador en la base de una antena es un medio equivalente al de alargar o acortar la antena.

Antenas de medio y cuarto de onda. Gráficos básicos de antenas horizontales y verticales en el espacio libre.

Ya ha quedado contestada anteriormente, en parte, la antena en $\lambda/2$, si bien completaremos ahora. Podemos decir que una antena de media onda es un dipolo que se alimenta en el centro y que tiene una longitud física igual a la mitad de la longitud de onda radiada.

Si esta antena la colocamos en el espacio libre y sin objetos próximos, tenemos una radiación que estudiamos a continuación.

Supongamos que tenemos una antena vertical. En este caso tenemos el gráfico de radiación de la figura 39-7, es decir, la radiación tiene efectos direccionales. Esto se comprueba con un medidor de campo electromagnético. Para estudiar este gráfico hay que tener en cuenta que la figura nos muestra una sección en forma de ocho de un cuerpo de revolución, que obtendremos al girar dicha sección de forma de

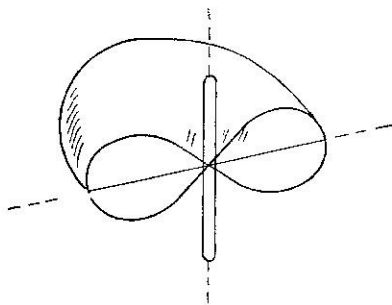


Fig. 39-7.

ocho, teniendo la antena como eje de giro. Es decir, equivale a poner el lápiz sobre la mesa y suponer que el lápiz es la antena. Si ahora colocamos el lápiz en su centro en un lazo en forma de ocho y giramos el lazo, tendremos un ejemplo de cómo radia una antena vertical.

En el plano perpendicular al punto medio del lápiz, paralelo al plano de la mesa y al horizonte, llegará la misma señal a todos los planos que equidisten del lápiz. Por tanto, el gráfico de radiación en el plano horizontal será omnidireccional y queda representado por una

circunferencia (fig. 39-8). Este plano es a su vez el de máxima radiación. Este gráfico de radiación no quiere decir que sólo llega la energía electromagnética al área limitada por la circunferencia, sino que quiere decir que a todos los puntos del plano (del plano a que nos estamos refiriendo) que equidisten de la antena llega la energía electromagnética con la misma intensidad.

Si representamos la intensidad del campo electromagnético en el punto *A* por el vector *M*, en los puntos *B*, *C*, *D*..., el campo electromagnético quedará representado por vectores del mismo módulo o longitud (fig. 39-9, *a*).

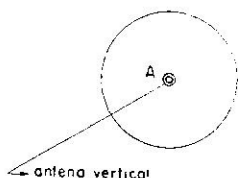


Fig. 39-8.

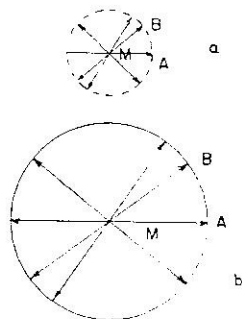


Fig. 39-9.

El diafragma de la figura 39-9, *b*, es idéntico al anterior a pesar de estar representado por una circunferencia de mayor radio. Significa lo mismo y es que, en el plano que estamos tratando, en todos los puntos que equidisten de la antena se recibe la misma intensidad de campo electromagnético.

Únicamente habrá que tener en cuenta el módulo del vector cuando se haga referencia de una manera concreta.

El gráfico de la figura 39-10 significa, sencillamente, que en la dirección de *A* se recibe una señal más intensa que en la dirección de *B*; que en la dirección *B* se recibe una señal más intensa que en la *C*, etc.

En la dirección *M-N* no hay radiación.

En general, al campo medido en la dirección de máxima radiación se le da el valor de 100 por 100, y los otros valores se expresan en tantos por ciento con respecto al mayor. En la figura 39-10, por ejemplo, el campo en la dirección de *B* es el 90 por 100 que en la dirección de *A*.

Refiriéndonos al campo por una antena, ésta lo radia en las tres dimensiones; por tanto, el gráfico real es un sólido, pero que, al representarlo en el plano, sólo ponemos una sección de él, que es un cuer-

po de revolución que tiene la sección de la figura 39-11, siendo el eje de revolución el dipolo.

Estos gráficos en forma de ocho siguen la ley del coseno. La intensidad del campo radiado queda expresado por la fórmula:

$$E = \frac{60 \pi}{\lambda d} \cdot I \cdot l \cos \omega \left(t - \frac{d}{c} \right) \cos \alpha.$$

E , intensidad de campo; l , longitud de la antena (medida en las mismas unidades que la longitud de onda); d , distancia del punto considerado hasta la antena; c , velocidad de la luz, y t , tiempo.

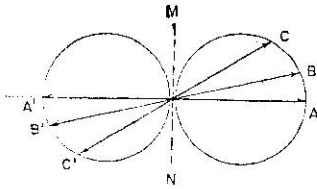


Fig. 39-10.

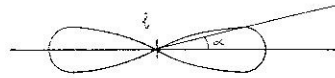


Fig. 39-11.

Esta fórmula no se cumple en las proximidades de la antena, ya que hemos estudiado que, circundando a la antena, está la energía electromagnética radiada, más la que vuelve a la antena. Alejándonos de la antena, sólo está el campo de radiación, para el cual es válida la fórmula anterior.

Si la antena fuera horizontal, tendríamos el gráfico de la figura 39-12. El gráfico real en este caso sería un sólido, que obtendríamos con el lápiz horizontal a la mesa, en lugar de perpendicular. Giraríamos el lazo en forma de ocho, siendo el eje de giro el lápiz que hace de an-

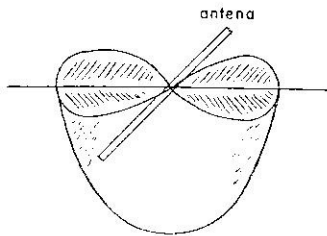


Fig. 39-12.

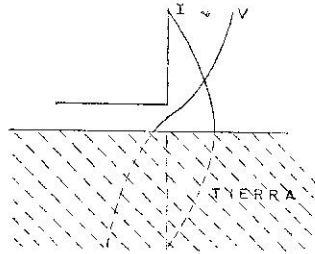


Fig. 39-13.

tena. El gráfico en el plano perpendicular al lápiz en el punto medio sería circular y máximo. En este plano, repetimos, tendríamos la máxima radiación.

Esto en la práctica no es así, ya que hay reflexiones, sobre todo, debidas a la superficie de la Tierra, así como en la atmósfera, pero esto se estudiará al hablar de propagación.

Se dice que una antena resuena en $\lambda/4$ cuando la longitud de dicha antena es igual a un cuarto de la longitud de onda que radia.

En la práctica, y sobre todo en los barcos, las antenas no pueden estar alejadas de tierra. Normalmente, se toma la tierra como un conductor, en cuyo caso, y como vemos en la figura 39-13, una antena $\lambda/4$ equivale a una antena $\lambda/2$.

A esta antena se le llama Marconi. Cuando se utiliza este tipo de antenas, la tierra por debajo de la antena deberá ser muy conductora. En los barcos no hay problema si el casco es metálico. Si es de madera, se puede poner la tierra a la bancada del motor. En tierra conviene poner chapas metálicas en la toma de tierra, debidamente enterradas.

La potencia de radiación de una antena en $\lambda/2$ viene expresada por:

$$P_{\lambda/2} = 80\pi^2 \frac{he^2}{\lambda^2} I^2; \quad (1)$$

$$0,63 = \frac{2}{\pi};$$

$$he = \frac{2}{\pi} h$$

luego

$$he = \frac{2}{\pi} \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{\pi}, \quad (2)$$

que llevado a (1) queda:

$$P_{\lambda/2} = 80\pi^2 \frac{\lambda^2}{\lambda^2 \pi^2} I^2 = 80 \cdot I^2$$

luego

$$Rr = 80 \Omega,$$

para

$$k = 0,63.$$

EFFECTOS DE LA PROXIMIDAD DEL TERRENO SOBRE LA RESISTENCIA

Como la antena en $\lambda/4$ con un hilo a tierra radia la mitad que la anterior nos queda:

$$P_{\lambda/4} = 40 \cdot I^2,$$

luego

$$R_r = 40 \, \Omega,$$

para

$$k = 0,63$$

(k = factor de forma, del que más adelante diremos su significado).

A continuación señalamos algunos ejemplos, si bien son simples ejemplos, pues en cada caso hay que estudiar la antena más conveniente. El proyecto de la antena se basa fundamentalmente en la longitud de onda en que ha de trabajar y en la directividad que hay que tener.

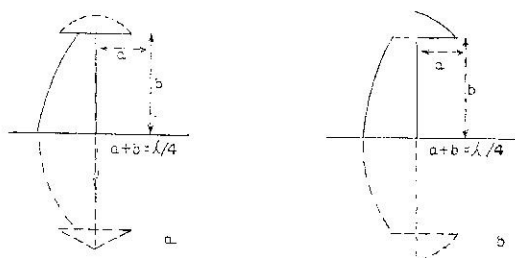


Fig. 39-14.

En los barcos se utilizan mucho las antenas en T y L invertida (T). Se utilizan conectadas a tierra y aproximadamente en $\lambda/4$. En la figura 39-14 dibujamos dos de estos tipos con la distribución de corrientes. En estas frecuencias, y como la antena trabaja en 500, 425, 454 Kc/s, etc., es necesaria una bobina en la base o un condensador para poner la antena en resonancia con la frecuencia que emitimos.

Efectos de la proximidad del terreno sobre la resistencia y el diagrama de radiación.

Se comprende que de la energía que radia una antena, parte llega a tierra y se refleja; por tanto, cada uno de estos puntos que reflejan energía se convierten en centros emisores; por ello el gráfico de radiación varía enormemente y su variación depende del tipo de terreno.

Además, algunas de las radiaciones, después de reflejarse, pueden volver a la antena y entonces sumarse o restarse, según la fase, con

ANTENAS

la corriente que circula en ese momento por ella, con lo que se modifica la corriente que circula y con ello la resistencia de radiación.

Antenas con plano a tierra.

En la antena de la figura 39-15 tenemos un hilo a tierra. Pues bien, si quitamos la tierra y en su lugar ponemos varillas metálicas en forma de radios y perpendiculares a la base de la antena, tenemos una antena con plano a tierra.

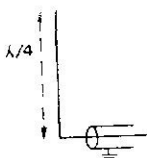


Fig. 39-15.

En este caso, el plano que contiene las varillas metálicas en forma de radios deberá estar alejado de tierra más de $\lambda/4$. Este plano modifica la resistencia de radiación reduciéndola y, además, modifica también el gráfico de radiación.

Características de radiación de hilos no resonantes.

Las antenas no resonantes tienen la gran ventaja de que se pueden utilizar para muchas frecuencias, o sea, para un gran ancho de banda.

De este tipo de antenas es la rómbica, que se estudiará más adelante. También son no resonantes las antenas en forma de bocina, utilizadas en radar, etc.

Rendimiento de una antena. Pérdidas.

La potencia radiada por una antena viene expresada por la fórmula:

$$P = 80\pi^2 \frac{he^2}{\lambda^2} I^2,$$

siendo he la altura efectiva de la antena, medida en las mismas unidades que la longitud de onda. Más tarde se estudia la he .

La expresión anterior de la potencia nos permite calcular la resistencia de radiación, ya que

$$P = R_r \cdot I^2.$$

El rendimiento de una antena es la relación entre la potencia que radia y la que recibe. La potencia que recibe será igual a la que radia más la que pierde, P_p , es decir:

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_p}.$$

Las pérdidas son debidas a veces al aislamiento imperfecto de la antena, a la absorción de los cables que la soportan, etc. Todas ellas se pueden englobar como pérdidas en una resistencia de pérdidas R_p , en cuyo caso tendremos:

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_p} = \frac{I^2 R_r}{I^2 R_r + I^2 R_p} = \frac{R_r}{R_r + R_p}$$

siendo $R_r + R_p$ la resistencia total efectiva que tiene la antena.

El rendimiento es menor en frecuencias muy elevadas. En las bandas de los 500 y de los 2.182 Kc/s el rendimiento puede ser del orden del 75 al 95 por 100, en valores eficaces.

Contraantenas.

Cuando la tierra a la que llevamos un hilo no sea buena conductora es conveniente poner cerca del suelo un enmallado metálico, de manera que su superficie cubra toda la antena, además de enterrar chapas metálicas buenas conductoras. A este dispositivo se le llama *contra-antena*.

Altura efectiva de una antena. Métodos para aumentar la altura efectiva de una antena.

En la fórmula de la potencia hemos puesto una intensidad I y una altura efectiva h_e .

Supuesta la antena de la figura 39-16, *a*, llamamos I a la intensidad de la base, pero como en toda la antena no tiene I el mismo valor, hay que tomar el valor medio de esa intensidad de la base: $I_m = I/2$, o bien, la media de h .

En ambos casos el resultado es el mismo. Ahora bien, si I varía si-

noidalmente, según la figura 39-16, *b*, sabemos que el valor medio de I es $0,63 \ (2/\pi)$ del valor máximo, luego $I_m = 0,63 \ I$, pero lo mismo es tomar $0,63 \ h$. A la expresión $0,63 \cdot h$ se llama *altura efectiva*. $h_e = 0,63 \cdot h$. Es decir, se llama altura efectiva a la que tendría que tener la antena para radiar la misma potencia si la intensidad en toda ella tuviera un valor constante $I_{max} \cdot 0,63$.

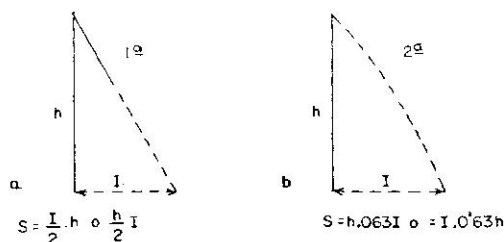


Fig. 39-16.

El factor 0,63 no se cumple en todas las antenas, ya que la distribución no es esencial exactamente en todas las antenas. Este valor suele oscilar entre 0,63 y 0,99. A este factor, por el que hay que multiplicar la altura real h de una antena para obtener su altura efectiva, se le llama *factor de forma*.

En las páginas anteriores vimos que, poniendo una bobina o un condensador en la base de una antena, podemos alargarla o acortarla.

Antenas en L y en T.

Ya las hemos estudiado al hablar de las antenas en cuarto de onda.

Antenas con carga en la parte superior.

También se puede variar la circulación de corriente de una antena poniendo una carga en su extremo superior. Normalmente, se suele poner en estos casos un condensador, con lo que la corriente en el extremo ya no se hace cero.

Antenas receptoras. Relaciones recíprocas entre las propiedades de recepción y de radiación de una antena.

Las propiedades de las antenas estudiadas en la emisión son similares a las de la recepción. Ahora bien, como los receptores suelen ser

muy sensibles, si las señales que llegan son fuertes, ocurre que cualquier hilo puede hacer de antena. Sin embargo, en las longitudes de onda larga y de día, cuanto más largo sea el hilo de antena y más elevado esté, mejor será la recepción. En ondas cortas, en cambio, no es necesario un hilo largo, ya que, aunque capta más señal, también capta más ruidos.

De manera análoga que en la emisión, si se logra que la longitud de la antena sea $\lambda/2$, se reciben las señales con más fuerza. Sin embargo, en los receptores de barcos, donde tenemos que recibir con la misma antena muchas frecuencias diferentes, esto no es posible.

Al recibir puede ser conveniente utilizar la directividad. Esto es importante en los servicios fijos. También en la recepción de señales muy cortas, donde la antena capta poca energía. La ventaja de la directividad en la recepción no sólo es por recibir más relación señal/ruido, sino también porque se eliminan interferencias.

Area de interceptación de una antena receptora.

El área de captación viene expresada por la relación que sigue:

$$A = \frac{G}{4\pi} \lambda^2,$$

siendo A = área, que, como vemos, es función de λ^2 .

G es la ganancia de potencia considerando el frente de ondas como una antena transmisora en relación a un radiador isótropo. A se mide en las mismas unidades que λ . Como la longitud de onda viene elevada al cuadrado, varía fundamentalmente con λ .

Por ejemplo, si

$$G = 2, \text{ y } \lambda = 600 \text{ m},$$

$$A = \frac{2}{4\pi} 600^2 = 60.000 \text{ m}^2;$$

en cambio, si

$$\lambda = 1, \text{ y } G = 1.000,$$

$$A = \frac{1.000}{4\pi} = 80 \text{ m}^2.$$

Esto nos lleva de nuevo a reconsiderar las antenas para recepción estudiadas antes. En ondas largas no hay problemas de antena, ya que

ANTENAS

un simple hilo largo intercepta una gran área de captación. Por el contrario, en longitudes de onda muy cortas es fundamental recibir con antenas direccionales, como ocurre en televisión. Con ello aumentamos G y disminuyen las interferencias.

Resumiendo, para los barcos, las antenas de recepción no son ningún problema. Para radar está resuelto con el equipo. Para televisión y U. H. F. pueden ser interesantes antenas direccionales, si bien, como el barco cambia de lugar, será conveniente una antena giratoria.

En la recepción, como en todos los casos de transferencia de energía, ésta es máxima si hay adaptación del generador (la antena) a la carga (receptor).

Alimentación de antenas. Acoplamiento.

El acoplamiento de la antena al emisor tiene por objeto transferir la energía del emisor a la antena para ser radiada. El acoplamiento deberá ser tal que obtengamos la máxima transferencia de energía.

Como es frecuente que la antena esté alejada del emisor, tenemos que llevar la energía del emisor a la antena. Esto se llama alimentar. Por ello, hay que tener en cuenta estas dos cuestiones: llevar energía a la antena, alimentarla, pero debidamente acoplada para obtener la máxima ganancia.

Cuando la antena está junto al emisor, el acoplamiento es del emisor a la antena. Si la antena está alejada, tenemos dos acoplamientos: el primero, del transmisor a la línea, y el segundo, de la línea a la antena.

Alimentación de antenas horizontales en media honda, en el centro y en los extremos.

La antena de media onda es la de más rendimiento, si bien la banda de los 500 Kc/s (600 m) es imposible utilizarla en los barcos, así como en barcos pequeños en la banda de los 2.182 Kc/s. En ondas más cortas se puede utilizar.

Para alimentar la antena en el centro puede hacerse según se muestra en la figura 39-17, *a*. El circuito tanque del emisor hay que sintonizarlo después de acoplar la bobina de antena.

Si la antena está alejada del emisor, y llevamos la energía por un cable coaxil, podemos formar una antena, según la figura 39-17, *b*.

En la figura 39-17, *c*, tenemos una antena en media longitud de onda alimentada en un extremo.

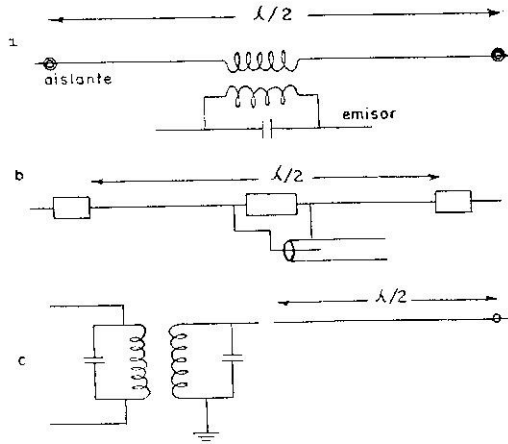


Fig. 39-17.

Líneas resonantes. Líneas no resonantes. Adaptación de impedancias.

Esto se estudió en la primera parte.

Recordando lo estudiado entonces, tenemos que para que la línea entregue la máxima energía a la carga, en este caso a la antena, es conveniente que ésta tenga una Z_L igual a la Z_0 de la línea; de esta manera, la energía de la línea absorberá la carga y no habrá ondas estacionarias.

En la práctica se puede dar por buen acoplamiento cuando la relación de la potencia radiada a la reflejada sea mayor de 25. En estas condiciones, el nivel de ondas estacionarias es muy bajo.

La forma más cómoda de acoplar el transmisor a la antena suele ser en los barcos, directamente. Esto no es problema, puesto que el sitio de instalación es reducido y hay un metro o menos del emisor al aislador de salida.

Si el equipo estuviera retirado a cierta distancia, se alimenta la antena por medio de un cable coaxil, si bien en este caso, para que la línea coaxil dé a la antena la máxima energía, ya hemos dicho que la antena tiene que tener una Z de carga igual a Z_0 del cable coaxil. Si esto no es posible, utilizamos un acoplador de antena que deje la Z de ésta igual a la Z_0 de la línea.

Alimentación de antenas verticales de media onda y de cuarto de onda.

Estas antenas se alimentan en el extremo inferior, bien directamente o bien por medio de un cable coaxial o línea de dos hilos paralelos.

Si alimentamos por coaxial o línea bifilar paralela es necesario la adaptación de la antenna a la línea, por lo que se necesita un acoplador de antenna, a no ser que la Z de la antenna sea igual a la de la línea.

Si se alimenta directamente, entonces no hay problema, ya que vamos variando el acoplamiento a la bobina de antenna hasta obtener la máxima transferencia.

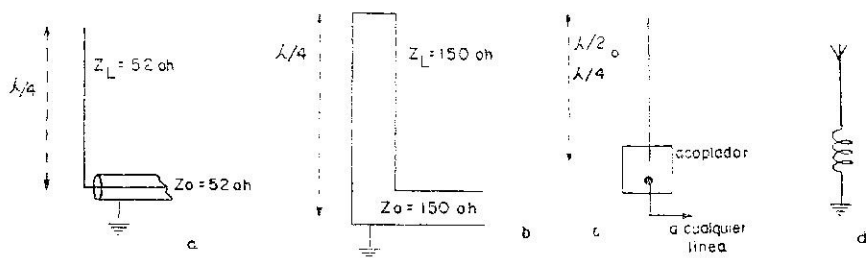


Fig. 39-18.

En las figuras 39-18 mostramos algunas formas de antenas verticales.

En los barcos, la bobina de antenna tiene dos salidas: una, a tierra, y otra, al aire (fig. 39-18, d).

Acoplamiento al transmisor del sistema de alimentación de antenna. Condición que debe reunir.

Si tenemos un circuito tanque del último paso y deseamos llevar energía de este circuito a la línea, hay que tener en cuenta las condi-

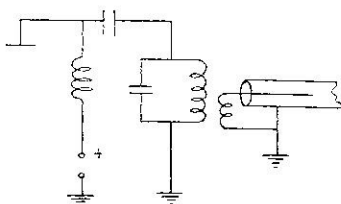


Fig. 39-19.

ciones generales de adaptación. El acoplamiento podemos hacerlo inductivamente, como se muestra en la figura 39-19, teniendo en cuenta las leyes generales de los circuitos acoplados, que el secundario trabaja sobre una carga resistiva.

También podemos hacer el acoplamiento poniendo elementos reactivos, formando en realidad una línea artificial, de manera que ésta termine en una Z igual a la del cable coaxial, que lleva la energía a la antena (fig. 39-20).

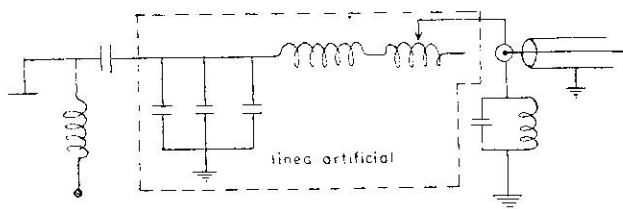


Fig. 39-20.

Aparte de lo hablado, cuando estamos en frecuencias muy elevadas podemos utilizar la línea en $\lambda/4$, como se estudió en la primera parte, en la utilidad de las líneas para adaptar impedancias.

Acoplamiento inductivo variable.

Este suele ser el caso más utilizado en los barcos. La antena lleva una bobina en la base. Como ocurre que tenemos que utilizar la misma antena para diferentes frecuencias, es necesario un sistema de acoplamiento variable, éste puede ser de tipo inductivo, siendo variable la bobina.

Hay dos maneras ordinarias de variar la inductancia: una, por medio de un variómetro, que consiste en mover una bobina dentro de otra; la otra, es desplazar una ruedecita por la bobina, con lo que tomamos más o menos espiras.

Cuando trabajamos con frecuencias fijas, lo que se hace es poner una bobina para cada frecuencia, o bien se toman ciertas espiras de la bobina para cada frecuencia, tanto del tanque de placa como de la bobina de antena, y retocamos la sintonía por un condensador, como se muestra en la figura 39-21.

En estos dispositivos, realmente, cada casa tiene un sistema. A continuación dibujamos un dispositivo muy útil, con el que se eliminan los armónicos con mucha eficiencia (fig. 39-22).

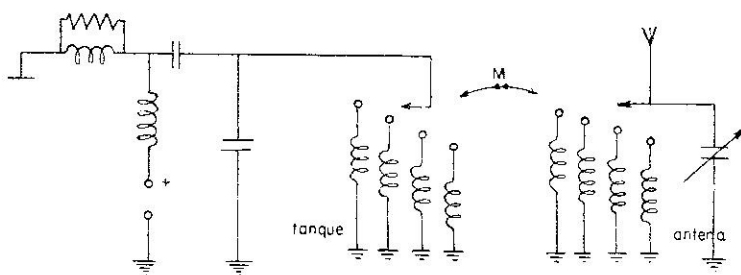


Fig. 39-21.

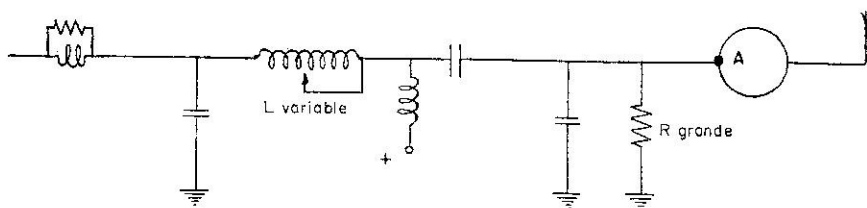


Fig. 39-22.

Acoplamiento en π .

Cuando la línea de acoplamiento del emisor a la antena (la línea artificial) tiene forma de π , se dice que tenemos un acoplamiento en π (fig. 39-23).

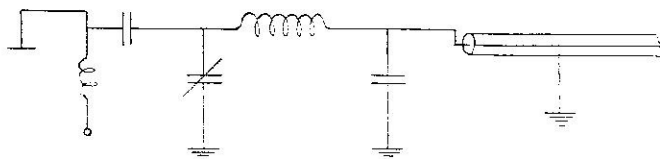


Fig. 39-23.

Filtros de armónicos.

Los filtros de armónicos son dispositivos para evitar que salgan a la antena las frecuencias armónicas de la fundamental.

Si conectamos la antena directamente a la bobina acoplada al tan-

que de placa, como se indica en la figura 39-24, saldrán a la antena señales armónicas de la fundamental. Ahora bien, si llevamos la señal a la antena a través de una línea artificial, como las estudiadas en preguntas anteriores, esta línea está sólo adaptada para la frecuencia fundamental, por lo que las demás frecuencias sufrirán una fuerte atenuación. Además de esto se colocan circuitos adicionales y se mejora la atenuación.

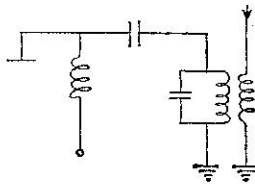


Fig. 39-24.

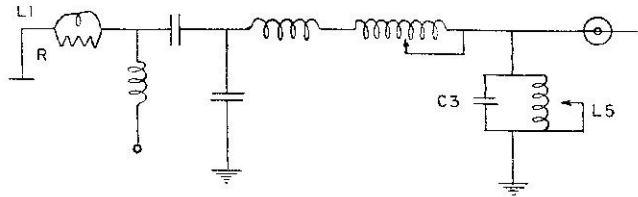


Fig. 39-25.

En la figura 39-25 tenemos un circuito típico con el que obtenemos fuerte atenuación de armónicos. $L1$ y $R1$ son bajas, con lo que no atenúan las frecuencias que nos interesan; en cambio, atenúan las frecuencias elevadas: los armónicos. $L5$ y $C3$ forman un circuito resonante a la frecuencia que emitimos; en cambio, no es resonante para las frecuencias armónicas, con lo que se van por ahí a tierra. $L5$ y $C3$ tienen que ser diferentes para cada frecuencia que se emite.

Los medios citados eliminan con éxito los armónicos.

Acopladores de antena. Multiacopladores para utilizar una antena con varios transmisores.

Cuando la antena se acopla directamente al emisor, no es necesario ningún acoplador, pues ya se toman las espiras apropiadas de la bobina de antena para cada frecuencia.

Sin embargo, cuando la antena se alimenta por un cable coaxil o una línea de dos hilos, como la Z_0 de la línea es siempre la misma, hay que adaptar la antena en cada frecuencia a esta línea.

Hay dos casos generales: uno, adaptar la antena a un cable coaxil cuya Z suele estar comprendida entre los 50 y 75 Ω ; otro, es cuando adaptamos la antena a una línea de dos hilos, unos 600 Ω .

La solución es similar en los dos casos y consiste en poner una línea artificial entre ambos. Esta línea artificial consta de una serie de bobinas y condensadores que son diferentes para cada frecuencia.

ANTENAS

Si las frecuencias con que trabaja el emisor son fijas, las bobinas y los condensadores son fijos también.

Si la emisora puede trabajar en cualquier frecuencia, entonces llevan elementos variables.

En la figura 39-26 mostramos un acoplador de antena, que adapta ésta en cualquier frecuencia a una línea coaxil de 52Ω . El acoplador que mostramos es para 6 frecuencias. Ahora bien, vale para adaptar cualquier frecuencia, pero tendría que tener L o C variables.

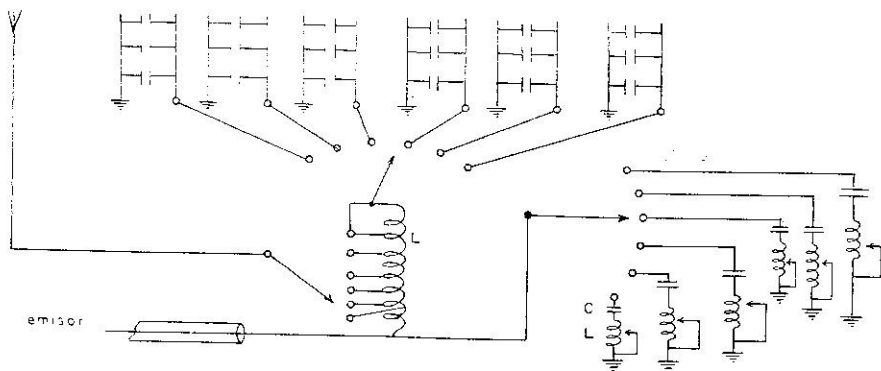


Fig. 39-26.

De los condensadores en paralelo tomamos uno o dos o los que sean necesarios. De L tomamos también las espiras necesarias, etc.

Si se desea acoplar una antena a varios transmisores, el fenómeno que tiene lugar es similar. En el caso en que los transmisores tuvieran de común la Z_0 de la línea, estamos en el caso anterior: cada emisor equivale a una frecuencia. Si no, había que preparar el adaptador para cada emisor, pero de manera análoga.

Sintonizadores de antena.

Esta pregunta está contestada en la anterior y a lo largo del capítulo. Si las frecuencias son fijas, las sintonías se hacen al instalar el equipo. Si trabajamos en distintas frecuencias o el equipo no es de mucha categoría, entonces hay que sintonizar la antena, pero esto es cuando se acopla directamente la antena al emisor, en cuyo caso lleva una L variable y varios condensadores fijos, según en la banda en que se trabaje. Si tomamos L fija, hacemos variable C . Repetimos que ya hemos dibujado muchos dispositivos de este tipo.

Medidores de ondas estacionarias.

Sabemos que las ondas estacionarias se forman como resultado de la onda incidente y de la reflejada.

En la transmisión de energía de un emisor a una antena, interesa acercarse lo más posible al caso ideal, o sea, que no hay ondas reflejadas, en cuyo caso no habrá ondas estacionarias.

Hay varios dispositivos para medir las ondas estacionarias: el modelo depende del fabricante. Este tipo de aparatos miden la potencia incidente y la reflejada. Al acoplar la antena tenemos que hacerlo de manera que la potencia hacia la antena sea máxima y la reflejada de ella sea mínima.

Se puede considerar un buen ajuste cuando la relación entre la potencia incidente y la reflejada es superior a 25. Este dato suele darlo el fabricante del emisor y del acoplador de antena.

A continuación (fig. 39-27) dibujamos un circuito de un medidor Bendix que se utiliza en frecuencias de 500 Kc/s a 225 Mc/s.

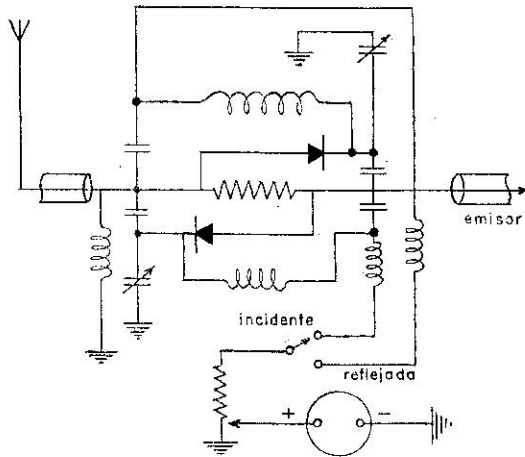


Fig. 39-27.

El circuito es simple: lleva un conmutador para medir la potencia incidente en una posición, y la reflejada, en la otra. Los diodos rectifican la corriente de radiofrecuencia para que el aparato de medida sea sensible a dicha corriente.

La potencia útil en la antena es la diferencia entre la potencia incidente y la reflejada.

Estos aparatos no se utilizan mucho en los barcos, pero serían de

gran utilidad, pues muchas veces con que una neón se enciende mucho o un miliamperímetro señala una fuerte corriente, nos quedamos satisfechos, aunque lo correcto sería estudiar la relación de potencias, incidente y reflejada.

Acoplamiento de antenas receptoras. Multiacopladores.

Si acoplamos la antena al receptor por medio de una línea, tenemos la máxima energía en el receptor cuando la antena está adaptada a la línea y ésta lo está al receptor.

Las condiciones son las mismas que las estudiadas en la pregunta anterior. En la práctica no se utilizan acopladores de antena en los receptores normales. En los receptores de frecuencias muy elevadas, donde la antena es pequeña y capta poca energía, es conveniente la adaptación, como ocurre en televisión, en donde la antena tiene $300\ \Omega$; la línea, $300\ \Omega$, y la Z de entrada del receptor, otros $300\ \Omega$.

A veces, si recibimos ondas muy largas con antenas cortas, puede ser necesario el adaptador. En la figura 39-28 mostramos un circuito para adaptar la antena al receptor. Normalmente, en los receptores la antena se lleva directamente a los circuitos de entrada del receptor.

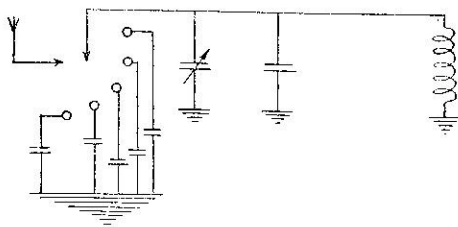


Fig. 39-28.

Tipos de antenas. Dipolo. Dipolo doblado.

Ya se ha hablado del dipolo. Es un dispositivo de dos polos. Su resistencia, si está en resonancia con la señal recibida, es de unos $73\ \Omega$. Si lo doblamos, la resistencia es de unos $300\ \Omega$. Estos dipolos doblados tienen grandes ventajas cuando el receptor tiene una Z de entrada de $300\ \Omega$ (véase la fig. 39-29).

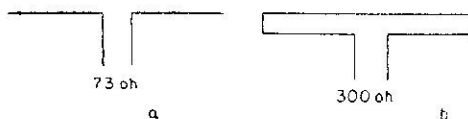


Fig. 39-29.

Redes directivas de antenas. Redes con elementos parásitos. Sistemas Yaguí.

Si tenemos una antena alimentada en $\lambda/2$ y colocamos paralela a ella un hilo conductor de longitud *ligeramente superior* a $\lambda/2$ y a una distancia de la antena *levemente inferior* a $\lambda/4$ de la antena alimentada, obtenemos el gráfico direccional de la figura 39-30. A la antena no alimentada se le llama *reflector*, ya que absorbe energía de la que radia la antena alimentada y la vuelve a radiar, pero en tal relación de fase con la radiación original, que el campo de las dos antenas se suma en un sentido y se anula en el opuesto.

A, antena alimentada.

B, antena reflectora sin alimentar.

El diagrama es en el plano horizontal.

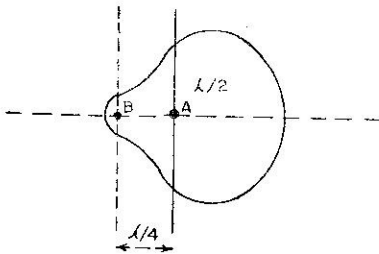


Fig. 39-30.

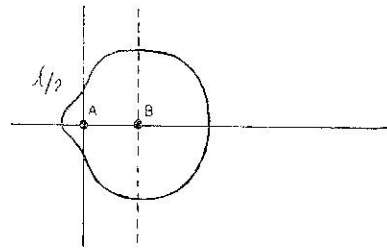


Fig. 39-31.

Si, de manera similar a la anterior, colocamos una antena sin alimentar, de longitud *ligeramente inferior* a $\lambda/2$ y a una distancia *ligeramente inferior* a $\lambda/4$ de la antena alimentada, obtenemos también un diagrama direccional, según la figura 39-31, pues, como en el caso anterior, absorbe energía y la radia de forma que su campo se suma con el de la antena en un sentido y se cancela en el opuesto.

A la antena sin alimentar se la llama *dipolo director*.

La directividad se reluerza colocando varios directores y varios reflectores.

De este tipo de antenas son las que se ven en los tejados para los receptores de televisión.

Redes de radiación en línea.

Ya hemos visto en preguntas anteriores que un dipolo en $\lambda/2$ tenía directividad, y que teníamos planos de radiación máxima y mínima.

En estas líneas veremos cómo se puede hacer más efectiva la di-

rectividad y citaremos algunas de las maneras que hay para lograrlo, si bien para estos logros hacen falta dos o más dipolos. No nos referiremos a ningún caso en particular, sino que señalaremos varias generalidades.

En la figura 39-32 tenemos un conductor de longitud $l = \lambda$. Si elegimos un punto cualquiera de la mediatriz, por ejemplo, el punto A (en el espacio sería el plano mediatriz), los campos electromagnéticos que llegan de los dos semicírculos son de igual intensidad, pero de fases opuestas, por lo que se anulan. La recepción en el punto A , como en todo el plano mediatriz, será cero. La recepción en la dirección B también será cero, ya que sabemos que la antena no radia según su eje. Si elegimos la recta r o la r' , tenemos que los campos que llegan de los dos semicírculos lo hacen aproximadamente con una diferencia de

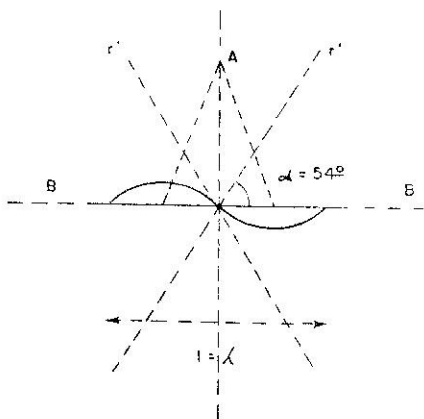


Fig. 39-32.

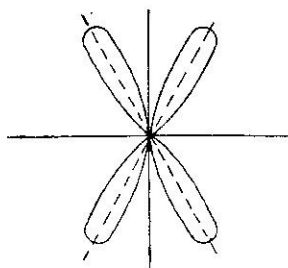


Fig. 39-33.

fase de 180° , antes uno que otro; luego 180° que se diferencian y 180° que sale uno antes que el otro, resulta que llegan en fase y se suman. El máximo tiene lugar, aproximadamente, para 54° . El gráfico de radiación es, por tanto, el de la figura 39-33. Repetimos que la antena tiene una longitud igual a la longitud de onda.

Veamos ahora el gráfico de dos antenas en $l = \lambda/2$, que están separadas entre sí $\lambda/4$ ó 90° y que se alimentan con una diferencia de fase de 90° . Suponemos que las antenas son dipolos perpendiculares al plano del papel; por tanto, los puntos A y B son las antenas, que, consideradas independientemente, podríamos dibujar en un gráfico circular para cada una. Ahora bien, teniendo las dos antenas según la figura 39-34 y con la alimentación y separación señaladas, observamos que en el punto P las señales de A llegan 90° antes que las de B , por estar 90°

más cerca; por otra parte, la alimentación de A está adelantada 90° ; luego la diferencia con que las señales de ambas antenas llegan a P es de 180° , es decir, llegan en oposición a fase y, por tanto, se anulan. Esto no sólo pasa en el punto P , sino en todos los puntos Or .

Si elegimos el punto $P1$, tenemos que, como las señales de B parten 90° después que las de A , resulta que las de A llegan a B justamente cuando éstas van a salir; por tanto, es como si las dos se iniciaran en B ; por ello, todos los puntos de la semirrecta Or' , como el $P1$, las señales de las dos antenas llegan con igual fase y, por tanto, sus efectos se suman. Resumiendo, tenemos máxima señal en el sentido Or' y señal cero en el opuesto Or . En los demás sentidos tenemos el gráfico de radiación que mostramos en la figura 39-34.

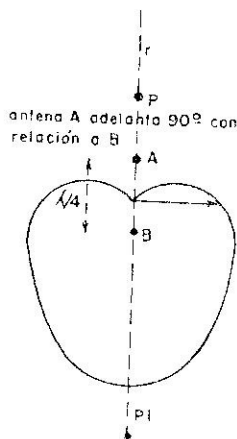


Fig. 39-34.

A continuación dibujamos un nuevo gráfico direccional originado por dos dipolos en $\lambda/2$, separados $\lambda/2$ y alimentados en fase (fig. 39-35).

Como en el caso anterior, suponemos los dipolos perpendiculares al plano del papel y quedan representados por los puntos A y B . Como los dos dipolos están alimentados en fase y en condiciones idénticas, sus campos serán idénticos. Veamos ahora el campo resultante. El tiempo que tarda, por ejemplo, el campo A en llegar a B será el equivalente a un desplazamiento de 180° ó $\lambda/2$; por tanto, llega a B en oposición de fase con el campo B , y esto ocurrirá en todos los puntos a la derecha de B : que los campos A y B llegan con diferencia de fase a 180° y se anulan. Lo mismo ocurre cuando el campo B llega a A y a todos los puntos a la izquierda de A , donde ambos campos llegan en oposición de fase y se anulan. Por tanto, en la recta r tendremos recepción cero.

En cambio, en r' ocurre lo contrario, y es que los campos A y B tienen la misma fase y amplitud y tiene que recorrer caminos idénticos, llegando en las mismas condiciones de polaridad, magnitud y fase, por lo que ambos casos se suman. En oposiciones intermedias tenemos valores intermedios. En la figura 39-35 tenemos el gráfico de radiación en el plano del papel.

En resumen, que si deseamos un gráfico en forma de ocho (octoide), basta con poner dos antenas en $\lambda/2$ separadas media longitud de onda y alimentarlas en fase.

El gráfico en el espacio sería un sólido que obtendríamos al girar el ocho (superficie toroidal).

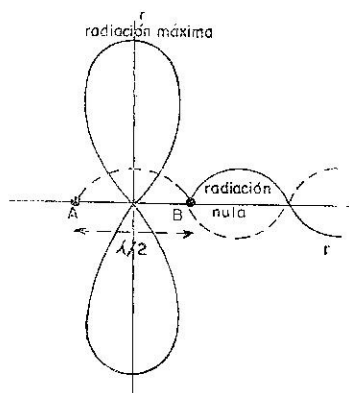


Fig. 39-35.

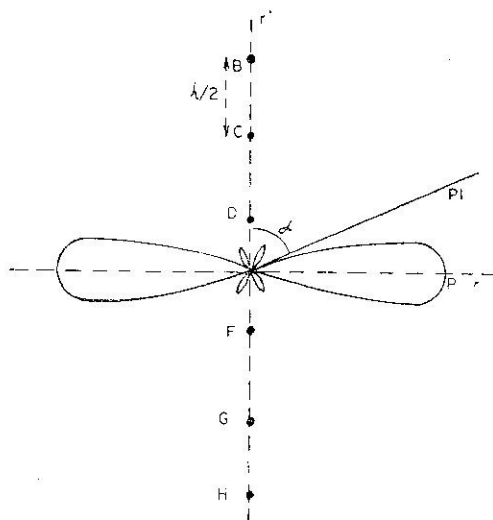


Fig. 39-36.

Radiación transversal.

Supongamos que tenemos varias antenas (fig. 39-36) dipolos de $\lambda/2$, perpendiculares al plano del papel y separadas $\lambda/2$. En el plano del papel tendríamos gráficos circulares para cada antena independiente, es decir, omnidireccionales.

El gráfico del conjunto, por el contrario, es completamente diferente.

En el punto P , así como en todos los puntos de la recta r , los cam-

pos de todas las antenas llegan en las mismas condiciones favorables para obtener la máxima radiación, ya que DF se suman, CG se suman, DH se suman, etc.

En otro punto, por ejemplo, el $P1$, habrá muchas cancelaciones, pues la diferencia de fase con que llegan los campos se ha acentuado. La cancelación irá aumentando según disminuya el ángulo α , siendo la cancelación total en r' . Cuantas más antenas tengamos, más efectivo será el fenómeno.

Es importante observar que en todos los ejemplos que hemos estudiado tiene importancia la longitud de onda y que cuanto mayor es ésta más difícil resulta lograr directividad, ya que hacen falta antenas muy largas y campos de antenas de mucha superficie. En cambio, cuando la longitud de onda es corta, es más fácil lograr directividad. Otra observación es que para lograr directividad es fundamental una alimentación de fase adecuada.

Radiación longitudinal. Redes apiladas.

Con razonamientos análogos a las preguntas anteriores, se puede probar que, según las antenas de la figura 39-37 y según su alimentación y separación, podemos lograr un máximo de radiación según el plano longitudinal que contiene las antenas. Todas las antenas están alineadas, alimentadas con la misma fase y separadas la misma distancia, en el ejemplo, $\lambda/2$.

Podemos formar una red de antenas poniendo varias líneas longitudinales, como las de la figura 39-37.

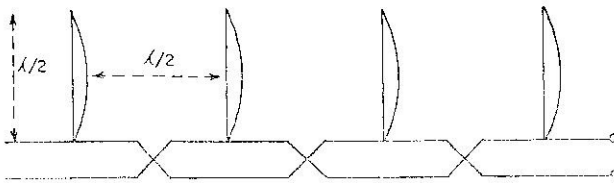


Fig. 39-37.

Antenas de látigo.

Estas antenas son útiles, ya que no hay que quitarlas y ponerlas durante la carga y descarga del barco. No obstante, son pocos los barcos que llevan este sistema de antenas. Si recordamos la Z de un circuito L/CR , tenemos que si la antena es gruesa, la capacidad por uni-

dad de longitud aumenta y, en cambio, disminuye la autoinducción, lo que equivale a bajar el Q , aunque se mantenga R . Por ello, una antena gruesa es similar a un circuito con bajo Q , poco selectivo, por lo que vale para muchas frecuencias. Es una antena de banda ancha. Por tanto, utilizando acoplador, se puede muy bien utilizar antena de látigo.

El rendimiento de las antenas de látigo es inferior al rendimiento de las normales de un solo hilo.

Antena de banda ancha.

Se llama así una antena que sirve para muchas frecuencias, como la de látigo. Utilizando acoplamiento variable, cualquier antena se puede utilizar para una banda ancha de frecuencias. De hecho, así ocurre. Los barcos únicamente llevan dos antenas: una, para la banda de 500 Kc/s, y otra, para onda corta.

A veces, cuando radiamos señales con mucho ancho de banda, puede ser útil el uso de antenas aperiódicas, como las cónicas, rómbicas, etcétera.

Antenas largas.

Si tenemos una antena de $l = \lambda/2$, según la figura 39-38, *a*, y doblamos la frecuencia, tendremos una antena larga para la nueva frecuencia, como se indica en la figura *b*. Si triplicamos la frecuencia, la antena será aún más larga, figura 39-38, *c*.

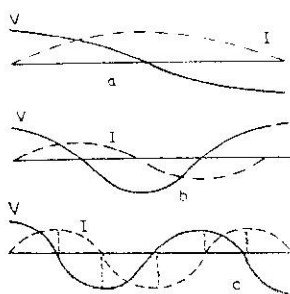


Fig. 39-38.

Sin embargo, a pesar de haber aumentado la frecuencia, la antena sigue resonando, y esto ocurrirá siempre que las frecuencias sean múl-

tiples o armónicos de la frecuencia, para lo cual la longitud de la antena era igual a la mitad de una longitud de onda.

Esto es útil en los barcos, donde se trabaja en las bandas de 4, 8, 12, 16 Mc/s, siendo las frecuencias más elevadas armónicas de la más baja; por tanto, si la antena va bien para 4 Mc/s, funcionará bien en las demás frecuencias, a pesar de ser antena larga.

Antenas en V.

La antena en V consiste en dos conductores largos y resonantes dispuestos en forma de V. Se excitan de tal manera que circulan corrientes iguales de fases opuestas. El ángulo es tal que existe una concentración de radiación respecto al plano V y una tendencia a cancelarse las radiaciones en las demás direcciones.

Si en lugar de una V se ponen varias, se mejora la directividad. La antena en V se utiliza en los receptores de televisión colocada encima del aparato. Según la longitud y el ángulo es el gráfico de radiación. El a corresponde a $l = 0,25 \lambda$, y el d , a $l = 0,5 \lambda$. El segundo es casi omnidireccional (fig. 39-39).

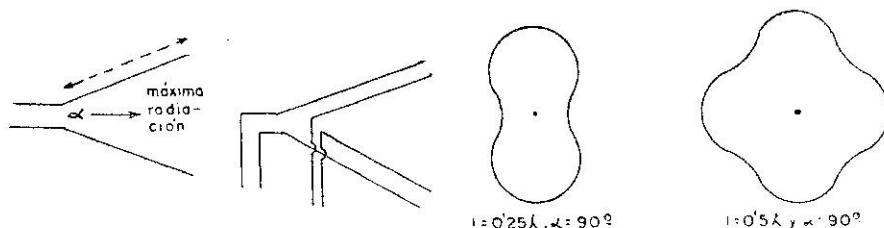


Fig. 39-39.

Antena rómbica.

La antena rómbica tiene excelentes condiciones de directividad, con un buen rendimiento para varias bandas de frecuencias. Se puede utilizar sin R terminal. El sentido del lóbulo principal es opuesto en la recepción y en la emisión (fig. 39-40).

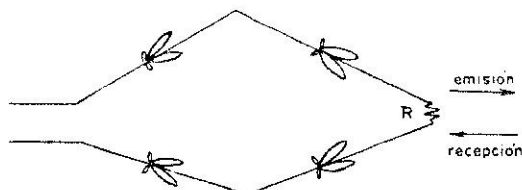


Fig. 39-40.

Antenas para radiogoniómetros. Antenas de cuadro.

Se llaman así las antenas cuya figura geométrica tenga un eje de simetría sobre el que pueda girar dicha antenna. Las dimensiones de la antenna tienen que ser pequeñas con relación a longitud de onda.

Como las dimensiones de la antenna son pequeñas, capta poca energía, por lo que es conveniente que tenga varias espiras, sobre todo en longitudes de onda larga.

Suponiendo las dimensiones del cuadro pequeñas con respecto a la longitud de onda, las intensidades en las ramas verticales serán iguales. Según la figura 39-41, $I = I'$. Los sentidos serán contrarios.

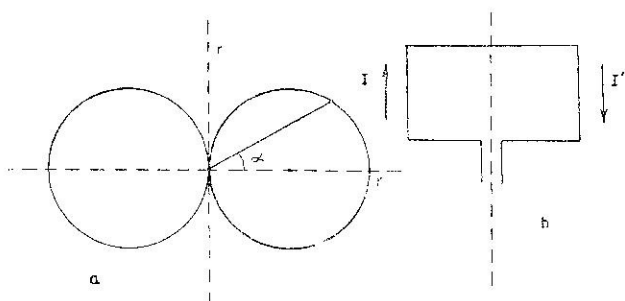


Fig. 39-41.

Nos estamos refiriendo a la antena de cuadro en emisión.

Las barras verticales crearán campos electromagnéticos iguales en magnitud y sentidos contrarios. El campo resultante en los diferentes puntos del plano es como sigue. En los puntos de la línea r los campos llegarán con la misma intensidad, pero en oposición de fase y se anulan. En los puntos de la línea r' llegan ambos campos con la máxima diferencia de tiempo posible; luego tendremos la mínima anulación y la máxima radiación. A medida que α crece de 0 a 90°, llegarán señales de ambos campos con diferencia de tiempo menor, hasta cancelarse cuando $\alpha = 90^\circ$. Esto se verificará mejor cuanto más iguales sean I e I' , y esto ocurrirá si las dimensiones del cuadro son muy pequeñas con respecto a la longitud de onda.

El gráfico que pintamos es en el plano del papel.

La antena de cuadro para recepción tiene un gráfico de recepción igual que en emisión, pero los fenómenos son diferentes.

En recepción, cuando el cuadro está perpendicular a la dirección de propagación, como las barras verticales, son simétricas con respecto al eje del cuadro y a la dirección de propagación, las dos barras reciben

señales en idénticas condiciones (fig. 39-42, a). Por tanto, al circular por el cuadro, las señales recibidas en ambas barras se anulan. Cuando apartemos el cuadro de esta situación, una barra se acerca más a la emisora y otra se alejará más, ocurriendo la máxima diferencia cuando el plano del cuadro está en la dirección de propagación. Por tanto,

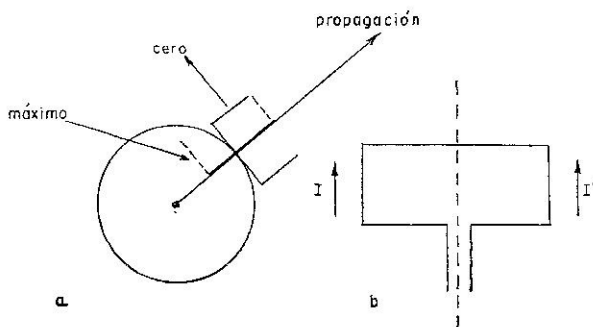


Fig. 39-42.

cuando el plano del cuadro es perpendicular a la dirección de propagación, la recepción es cero; a medida que vamos girando recibimos más señal, hasta 90° , donde recibimos el máximo. Si seguimos girando, recibimos cero a los 180° y nuevo máximo a los 270° . Como se ve, la señal recibida en el receptor sigue la ley del coseno. La tensión inducida en el cuadro viene dada por la expresión:

$$E = \epsilon \cdot h e \cos \alpha = \epsilon \frac{2\pi S \cdot N}{\lambda} \cos \alpha,$$

siendo α el ángulo que forma el plano del cuadro con la dirección de propagación.

Antenas para frecuencias muy elevadas y para microondas. Dipolos verticales; plano a tierra.

Este tipo de antenas puede ser una varilla en $\lambda/4$, como se muestra en la figura 39-43, acoplada a la línea por un segmento en $\lambda/4$. La antena también puede ser en $\lambda/2$, acoplada a la línea también por su segmento en $\lambda/4$.

Ya estudiamos que el plano a tierra consiste en poner unas varillas metálicas en forma radial y perpendicular a la base de la antena.

Doble cono y dicono.

Al hablar de las antenas de látigo dijimos que las antenas gruesas tenían un gran ancho de banda. Basándose en esto se ideó la antena cónica, que se llama así por ser de forma cónica. La ventaja de esta antena es tener un gran ancho de banda y poder acoplarse a las guías de onda o a un cable coaxil (fig. 39-44).

Helicoidales.

Tienen el mismo objeto que las cónicas, si bien tienen menos eficacia y rendimiento.

Antenas de reflectores diédricos.

Un plano reflector, como una placa de cobre colocada en las proximidades de una antena, origina fenómenos de reflexión y, con ello,

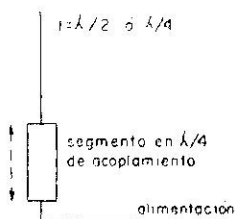


Fig. 39-43.



Fig. 39-44.

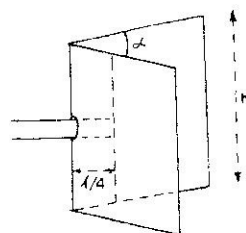


Fig. 39-45.

zonas de más radiación y zonas de radiación nula. O sea, tenemos directividad. Puede lograrse una directividad mayor doblando el reflector en forma de diedro, como se muestra en la figura 39-45. Dicha disposición produce una concentración muy importante en la radiación según el plano perpendicular a la recta de intersección de las dos superficies del plano. Con un ángulo de 90° , la máxima ganancia de potencia utilizable es 16 veces mayor que la que tendríamos con radiación normal. La distancia del dipolo al plano es aproximadamente $\lambda/4$.

Antenas de bocina.

Se llaman así las antenas que tienen forma de bocina. Según la

forma de la bocina reciben nombres en particular; así pueden ser piramidales, cónicas, etc. (fig. 39-46).

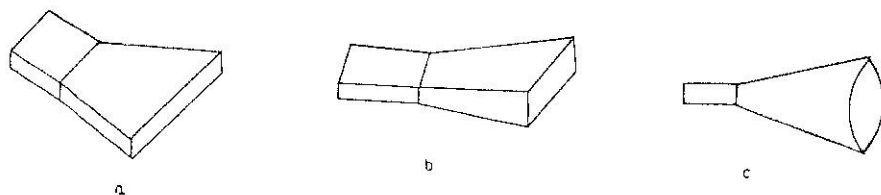


Fig. 39-46.

Según el tipo de la bocina es la directividad. La cónica, por ejemplo, no es menos directiva, pero tiene la ventaja de que produce una radiación uniforme en todas las direcciones del plano perpendicular al eje de la bocina. En general, cuanto más grande sea la boca, mayor es la directividad de una bocina.

Antenas de ranura.

Se observa que si a una guía de ondas se le hace una incisión o ranura de longitud $\lambda/2$, la guía de ondas radia energía por dicha ranura. Basándose en esto y en los principios estudiados de lograr directividad con varios dipolos en $\lambda/2$, colocados de manera apropiada, se hacen varias ranuras $\lambda/2$ en la guía de ondas, y de esta forma se consiguen haces muy estrechos y con gran directividad. Estas antenas se utilizan en muchos radares de barcos.

Antenas con reflectores parabólicos.

Con ondas muy cortas, como ocurre en radar, se pueden utilizar reflectores para dirigir las señales radiadas. Estos reflectores pueden tener las formas deseadas, si bien en las antenas de radar se utilizan mucho los parabólicos (fig. 39-47).

Un reflector es un espejo. En el foco se coloca la antena propiamente dicha, bien un dipolo o bien el extremo de una guía de ondas en forma de bocina. La reflexión tiene lugar de manera análoga a como ocurre en la reflexión óptica. Si bien para que esto se verifique se supone que el dipolo es un punto y que las dimensiones del paraboloide son grandes con relación a la longitud de onda. Por ello, la importancia que las ondas sean lo más cortas posibles, para que los fenómenos de

ANTENAS

directividad sean más efectivos. Sobre todo en los barcos, donde no se puede poner un paraboloide excesivamente grande.

En la práctica, y debido a las necesidades, el reflector se ilumina fuertemente en el centro y se va reduciendo la iluminación hacia los extremos; por ello, los reflectores de las antenas de los barcos a veces no parecen paraboloides, porque al no iluminar los extremos, se eliminan éstos en el paraboloide.

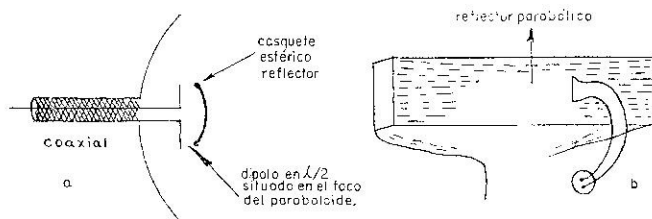


Fig. 39-47.

Sistemas de alimentación para las antenas de frecuencias muy elevadas. Líneas coaxiales.

Esta pregunta está muy estudiada a lo largo de los distintos capítulos. Podemos alimentar una antena por medio de una guía de ondas o por medio de un cable coaxil. Cuando las distancias son pequeñas, puede hacerse por un cable coaxil. Si las pérdidas fueran excesivas, tenemos que utilizar las guías de ondas. Ya hemos estudiado que una guía de onda puede tener 50 veces menos pérdidas que una línea coaxil.

En los reflectores que hemos dibujado anteriormente tenemos un ejemplo de alimentación con línea coaxil y otro con guías de ondas.

CAPITULO XL

P R O P A G A C I O N

Generalidades. Propagación terrestre. Propagación de ondas radioeléctricas: generación de campos electromagnéticos.

La generación de campos electromagnéticos ya se ha estudiado en el capítulo de antenas. Es decir, las cargas eléctricas en movimiento crean campos electromagnéticos. Cuando estos campos electromagnéticos llegan a la antena y se radian, tenemos las ondas hertzianas.

Las características de propagación de las ondas radioeléctricas dependen, además de los sistemas radiantes, de su frecuencia. Según la frecuencia, es su propagación. Esto se estudiará en las preguntas que siguen.

Campo de inducción y campo radiado.

Ya sabemos que una línea bifilar paralela tiene pérdidas por radiación, ya que el campo magnético que crea al eléctrico no se recupera todo, sino que parte es radiado.

En la antena interesa resultados contrarios que en la línea, y es que el campo electromagnético no induzca de nuevo en la antena, sino que sea radiado. Esto no es posible del todo. La antena crea un campo electromagnético que se marcha (campo radiado), pero otra parte del campo que crea vuelve a inducirse en la antena (campo de inducción). Como es lógico, este campo de inducción está próximo a la antena y, por ello, si deseamos medir el campo radiado, hay que hacerlo a cierta distancia de la antena.

Relación de fase entre los campos magnéticos y eléctricos.

Los planos que contienen a los campos eléctrico y magnético están perpendiculares y a la vez lo están a la dirección de propagación. Los

PROPAGACIÓN

campos eléctricos y magnéticos están en fase; es decir, pasan por los máximos y mínimos en los mismos instantes (en las líneas van desfasados 90°).

Potencia radiada.

Se llama así a la que radia la antena. Su magnitud viene expresada por la relación:

$$Pr = R_r \cdot I_{ef}^2 = \frac{160 \cdot \pi^2 h e^2 I_{ef}^2}{\lambda^2} = \frac{h e^2 I_{ef}^2}{\lambda^2} \cdot 160 \pi^2 \quad (1)$$

El campo eléctrico creado por la antena en voltios/metro viene expresado por:

$$eV/m = \frac{120\pi h e I_{ef}(am)}{\lambda(m) d(m)} = \frac{120}{d} \frac{\pi h e I_{ef}}{\lambda}, \quad (2)$$

de (1)

$$\frac{h e I_{ef}}{\lambda} = \sqrt{\frac{Pr}{160 \pi^2}} \quad \frac{\pi h e I_{ef}}{\lambda} = \sqrt{\frac{Pr}{160}}$$

que llevado a (2) nos queda:

$$eV/m = \frac{120}{d} \sqrt{\frac{Pr(\omega)}{160}}$$

De esta expresión se pueden deducir otras equivalentes, en micro-voltios/metro, distancia en Km, etc.

Si la antena es en $\lambda/2$; en lugar de

$$Pr = \frac{160 \pi^2 h e^2 I_{ef}^2}{\lambda^2},$$

es

$$Pr = \frac{80 \pi^2 h e^2 I_{ef}^2}{\lambda^2}$$

ya que en

$$\frac{\lambda}{2} h e = \frac{\lambda}{\pi}$$

y en

$$\frac{\lambda}{4} h e = \frac{\lambda}{2\pi}$$

En recepción, la tensión inducida en una antena viene expresada por: $E = \varepsilon \cdot h e$. E , tensión reducida; ε , campo eléctrico en el punto donde está la antena, y $h e$ altura efectiva de la antena receptora.

Velocidad de propagación.

La velocidad de propagación es aproximadamente de 300.000 Km por segundo.

Polarización del campo electromagnético, lineal, circular, elíptica.

Se da la denominación de polarización a una onda electromagnética, de acuerdo con la *dirección del campo eléctrico E*.

El campo eléctrico E es tangente al meridiano en que se mide, está en el mismo plano que el radiador (la antena) y es perpendicular a la dirección de propagación.

La polarización lineal puede ser vertical, horizontal e inclinada. Se estudió en antenas.

A veces en un punto concurren dos o más campos creados por varias antenas o por reflexiones. Entonces el campo E en este punto es el resultante de los distintos componentes.

Por ejemplo, si tenemos un campo resultante E_R , que tiene una componente E vertical y otra E horizontal, tenemos polarización circular si el vector E_R se mantiene constante.

Si las componentes E horizontal y E vertical, *no* dan una E_R constante podemos obtener una polarización elíptica.

Con E_R no se hace cero; la polarización elíptica se puede representar por un vector variable que gira.

Propagación sobre la superficie terrestre. Atenuación. Variación con la conductividad del terreno y con la frecuencia.

Si tenemos una antena, como en la figura 40-1, que radia con polarización vertical, vemos que la energía electromagnética llega a la

PROPAGACIÓN

superficie de la tierra, según el plano r . Las perturbaciones, al llegar a la superficie de la tierra, parte se refleja y parte se propaga por dicha superficie. Al propagarse por la superficie terrestre, la onda es absorbida, se atenúa.

Según los distintos ángulos de incidencia, serán los ángulos de reflexión, y según el tipo de terreno, habrá más o menos absorción. Si al llegar la onda a tierra hay mucha absorción, la energía reflejada será menor. Si hay poca absorción, la reflexión será mayor.

Cuando hay poca absorción se dice que hay buena conductividad.

Ya se estudió que la penetración de la R. F. depende de la frecuencia: cuanto más elevada es ésta, menos penetra la onda en los conductores, en este caso en la tierra.

En la figura 40-2 dibujamos cómo un punto P recibe señales directas desde la antena y reflejadas de la superficie terrestre.

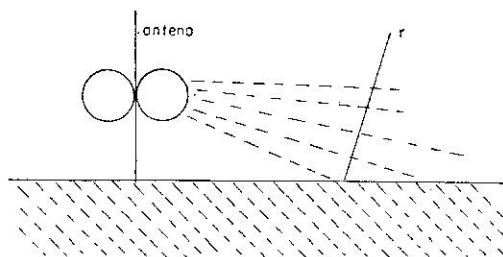


Fig. 40-1.

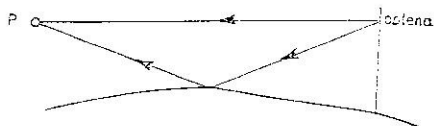


Fig. 40-2.

Curvas de propagación.

Ya hemos dicho antes que la propagación de la onda terrestre depende de la conductividad del terreno y de la frecuencia. Por otra parte, a medida que nos alejamos de la antena emisora, la onda se atenúa sea cualquiera el camino que siga, o sea, que tenemos atenuación de la onda con la distancia.

Así como representábamos gráficamente las características de las válvulas, podemos representar por medio de gráficos las condiciones de propagación de las ondas electromagnéticas, si bien como tenemos variables la intensidad del campo, la frecuencia, la distancia y la conductividad del terreno, tenemos que dejar fijas algunas de estas variables, por ejemplo, la conductividad del terreno. Estas curvas no son

exactas; únicamente quieren significar que las ondas más largas se propagan mejor por la superficie de la tierra (fig. 40-3).

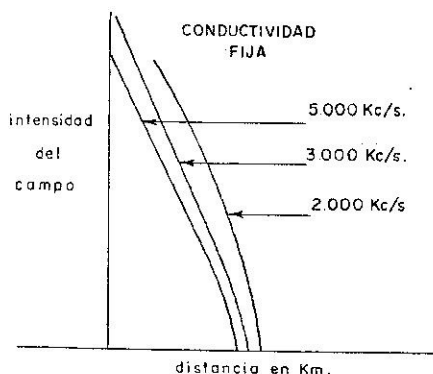


Fig. 40-3.

Propagación de las ondas de frecuencias muy altas y superiores. Onda directa y reflejada.

Para ondas superiores a los 30 Mc/s, la ionosfera no refleja las ondas, y por otra parte, la onda terrestre se atenúa rápidamente; por tanto, en este caso, la propagación es la que se efectúa directamente del emisor al receptor, aunque puede llegar también energía reflejada en la tierra.

La distancia máxima del rayo directo, teniendo en cuenta la curvatura de la tierra, viene expresada por la fórmula:

$$d \text{ máx} = 41 \sqrt{h \text{ emisor}} + \sqrt{h \text{ receptor}}$$

h = altura de las antenas.

Refracción troposférica. Índice de refracción de la atmósfera. Atmósfera normal. Horizonte radioeléctrico.

Sabemos por las leyes de la refracción que los rayos, al pasar de un medio a otro de diferente densidad, se curvan hacia el medio más denso. En la figura 40-4 el rayo se curva hacia b , ya que la atmósfera decrece de densidad con la altura. La refracción crece, por tanto, a medida que nos elevamos.

PROPAGACIÓN

La curvatura de los rayos debida a la refracción hace que el horizonte radioeléctrico difiera del óptico.

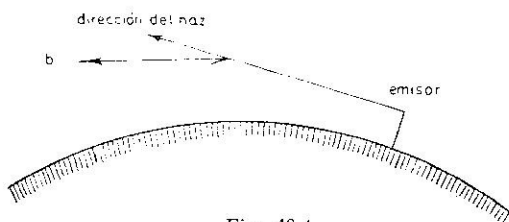


Fig. 40-4

El índice de refracción M viene dado por la expresión:

$$M = \left(n - 1 + \frac{h}{R} \right) \cdot 10^6,$$

siendo n índice de refracción real; h , altura sobre el suelo; R , radio de la tierra, y M , índice de refracción modificado.

Variación del índice de refracción con la altura.

Formación de conducto.

El índice de refracción varía con la altura, puesto que con la altura varía la densidad de la atmósfera, como ya hemos dicho antes. Puede ocurrir especialmente que, al desviarse la onda por la refracción, se desvíe según la curvatura de la tierra, y entonces se logra que la energía radiada alcance grandes distancias, a pesar de que sean frecuencias muy elevadas. Este fenómeno suele tener lugar en las proximidades del ecuador, donde, debido a la alta temperatura, la atmósfera es pesada, por lo que, al pasar los rayos a una atmósfera mucho menos densa, hay fuerte refracción. (La atmósfera es muy pesada en las capas cercanas al mar, debido a la gran humedad.)

Con radares que tienen un alcance máximo de 40 millas se han detectado blancos, accidentalmente, a varios cientos de millas.

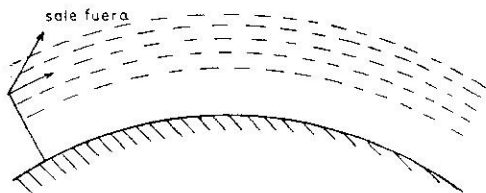


Fig. 40-5.

Difracción.

Sabemos, por ejemplo, que en las recepciones de ondas de televisión en las grandes ciudades, como en lugares en los que debería de haber sombra, se reciben las señales con buena intensidad, al contrario de lo que podía suponerse.

Esto es debido a los fenómenos de difracción y dispersión, según los cuales las ondas bordean los objetos y permite así llevar energía a todas las partes del objeto.

Dispersión y reflexión troposféricas.

Estos fenómenos pueden tener lugar en la atmósfera y producen sombra donde debería haber señal. En otras ocasiones, los fenómenos de dispersión son los causantes de que una onda muy corta pueda propagarse a grandes distancias.

En la figura 40-6 tenemos un ejemplo de sombra donde, en apariencia, debería haber señal. En cambio, el receptor recibe señales, a pesar de estar en zona de sombra. La sombra tiene lugar en los puntos donde las señales que llegan directamente del emisor, y las que llegan después de reflejarse, lo hacen en oposición de fase.

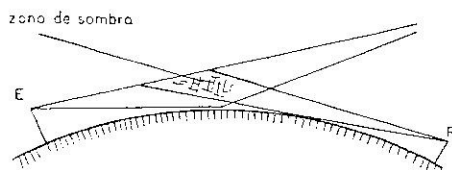


Fig. 40-6.

PROPAGACION IONOSFERICA

Se llama propagación ionosférica a la seguida por las ondas que, saliendo hacia la atmósfera, llegan a la ionosfera y son reflejadas por ésta hacia la tierra.

Para las comunicaciones con barcos, este tipo de propagación es la más importante, ya que las comunicaciones a grandes distancias se hacen por este medio.

No todas las ondas se reflejan igual en la ionosfera, ni a todas las horas se refleja igual una onda de determinada frecuencia.

Si, por ejemplo, a las diez de la mañana escuchamos desde España

a Pacheco Radio (Argentina) o emisoras de América Central, tendremos que escuchar en frecuencias de 16 a 22 Mc/s, pero las señales no son fuertes. Si escuchamos a partir de las diecisiete horas en esas mismas frecuencias, oiremos señales fuertes.

El camino seguido por estas ondas es la ionosfera; por ello es conveniente tener unas nociones de estos fenómenos.

Descripción y composición de la ionosfera. Capas ionosféricas regulares y anómalas: formación, altura y características. Variaciones de la ionosfera diurna, estacional y cíclica. Ciclo solar.

La ionosfera es la parte superior de la atmósfera. Se llama ionosfera porque en ella tienen lugar fenómenos de ionización. La ionización tiene lugar a causa de la energía que la atmósfera recibe del sol principalmente y de otras partes del universo. Sobre la ionización y, por tanto, sobre la ionosfera, incluyen los meteoritos que chocan contra la atmósfera, así como otros fenómenos atmosféricos.

La ionización de esta parte de la atmósfera da como resultado la existencia de iones libres y de electrones libres, y por ello recibe el nombre de ionosfera. En los fenómenos de propagación intervienen más los electrones.

La ionosfera no es uniforme, sino que varía, entre otras causas, según la altura, como se muestra en la figura 40-7. También, según se muestra en dicha figura, la ionosfera varía de una manera importante del día a la noche. También varía según la estación del año. Esto es lógico, ya que si es el sol el causante de la ionización, ésta tendrá forzosamente que variar según las radiaciones solares. Por ello influyen el día, la noche, las estaciones y también los ciclos solares. Los ciclos solares son períodos de tiempo en los cuales el sol tiene más actividad. El tiempo de estos ciclos es de once años.

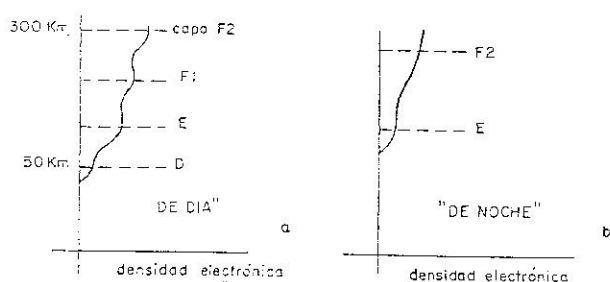


Fig. 40-7.

Según las figuras anteriores, la ionosfera tiene diferente densidad electrónica según la altura. La capa con menos densidad y más baja es la capa *D*, que está situada entre los 50 Km. La capa *D* desaparece de noche. La capa *E* tiene más densidad y está a mayor altura: a unos 100 Km. De noche tiene una densidad similar a la de día. La capa *F1* está a unos 200 Km, y la *F2*, la última, a unos 300 Km. De noche, la capa *F1* desaparece, y la capa *F2* está a menor altura y con menor densidad.

De noche hay menos densidad electrónica, porque la atmósfera recibe menos energía solar y, por tanto, los fenómenos de ionización son menores.

Sabemos que allí donde tengamos campos electrónicos, magnéticos o electromagnéticos, la constante dieléctrica del medio tiene una gran influencia; por ello, al llegar una onda radioeléctrica donde hay electrones libres, la constante del medio de propagación de la onda queda modificada, así como el campo electromagnético. El desplazamiento de las ondas hertzianas o campos electromagnéticos, al llegar a la zona de electrones libres, ya no se efectuará en la dirección que lo hacían, sino que seguirán las leyes electromagnéticas y se desplazarán por el camino más fácil, haciendo que la dirección se curve, dejando las capas más ionizadas, para volver a las menos ionizadas, pues los electrones libres oponen reactancia elevada a las ondas electromagnéticas.

Los electrones, al llegar la onda, vibran, pero lo hacen a costa de la energía de la onda; por ello, también se pueden considerar como antenas pequeñísimas que reciben energía y después la vuelven a radiar, si bien la radian con un desfase de 90°. O sea, que la radian cuando el campo electromagnético de la onda se hace cero.

Refracción ionosférica.

Hemos dicho en la pregunta anterior que las ondas que llegan a la ionosfera tienden a volver hacia las capas menos ionizadas y, por tanto, se curvan.

Dicha curvatura se puede considerar según la refracción y se da un índice de refracción n , según la fórmula que sigue:

$$n = \sqrt{K} = \sqrt{1 - \frac{81 \cdot N}{f^2}}$$

K = constante dieléctrica en el espacio libre.

f = frecuencia en kilociclos.

N = número de electrones por centímetro cúbico.

n = índice de refracción, menor que la unidad.

Según la expresión anterior, si $f^2 < 81 N$, tenemos una solución imaginaria que nos dice que la ionosfera no radia. Equivale a una guía de ondas con frecuencia inferior a la de corte.

Frecuencia crítica.

Hemos visto en la pregunta anterior que el índice de refracción dependía, en parte, de la frecuencia, y que si $f^2 = 81 N$, el índice de refracción es cero, en cuyo caso la onda no se refleja. A la frecuencia que la onda deja de reflejarse se la llama *frecuencia crítica*.

El fenómeno es así: a medida que aumenta la frecuencia, la onda penetra más en la ionosfera, por lo que se refleja mejor, pero al ir aumentando f , la penetración es tal que pasa las capas más ionizadas y entonces la onda no vuelve hacia tierra, ya que tenderá alejarse de las capas más ionizadas.

Variación del camino de propagación con el ángulo de radiación. Angulo límite.

La ecuación anterior $f^2 = 81 N$ nos daba la frecuencia crítica, pero para un ángulo dado. No obstante, si el ángulo de incidencia fuera mayor, la onda se refleja; en la figura 40-8 vemos que si el ángulo i es grande, la onda vuelve mejor a tierra.

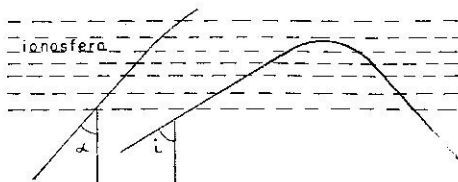


Fig. 40-8.

En la figura 40-8 hemos dibujado dos ángulos de incidencia. La onda que incide en la ionosfera con el ángulo α para una f_c no vuelve; en cambio, con la misma frecuencia, con un ángulo i se vuelve a tierra. Ahora bien, como se estudia en los fenómenos de refracción, si el ángulo de incidencia se va aumentando, llega un momento en que no hay refracción. A este máximo se le llama *ángulo límite*. La diferencia del salto aumenta al aumentar el ángulo de incidencia.

Máxima frecuencia utilizable.

En las cuestiones anteriores hemos visto que el salto es menor a medida que lo es el ángulo, y a la vez está influenciado por la frecuencia. A medida que se aumenta la frecuencia, disminuye el salto, puesto que la onda penetra más; la frecuencia para la cual el rayo deja de reflejarse se llama M. U. F. (máxima frecuencia utilizable).

Como complemento a lo escrito, diremos que puede ocurrir que una onda no se refleje en una capa, pero se doble algo, con lo que al llegar a otra capa puede reflejarse o bien doblarse más, etc.

En la figura 40-9 mostramos unos ejemplos, en los cuales vemos cómo se va incrementando el ángulo de incidencia.

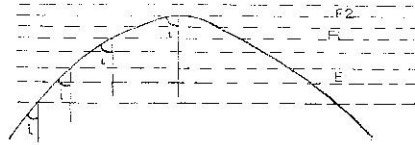


Fig. 40-9.

Frecuencia óptima de trabajo (F. O. T.).

La frecuencia óptima de trabajo varía en las diferentes horas del día y de la noche, así como con las diferentes estaciones del año. También varía de acuerdo con la distancia. Utilizar la frecuencia óptima resulta fácil en la práctica, pues basta con observar a la costera con la que deseamos comunicar, en las distintas bandas de frecuencias: 4, 8, 12, 16 y 22 Mc/s. En la banda que se oiga mejor a la costera es en la que deberemos llamar. Cuando se lleva un tiempo en comunicaciones, ya se sabe qué frecuencia utilizar según la distancia, la hora del día y la estación del año.

Distancia de salto, zona de silencio. Propagación por varios saltos.

Se llama distancia de salto al espacio sobre la superficie de la tierra entre el punto en que se emiten las señales y en el que se reciben, menos la distancia que recorre la onda directa, si bien esta distancia es muy corta, pues ya sabemos que las ondas cortas se atenúan rápidamente si siguen el camino terrestre.

En la figura 40-10 mostramos esto. El mayor salto lo alcanzan las ondas que salen en la dirección de la tangente al punto de la tierra donde está el emisor. El salto también varía según en las capas que tenga lugar la reflexión. Así, por ejemplo, en la capa *E* el máximo salto puede ser del orden de los 200 Km, mientras que en la *F2* puede ser de 4.000 Km. Ya vimos antes que esto era debido a que la onda empieza a doblarse a medida que penetra en las distintas capas, lo que hace que al llegar a *F2* llegue con un gran ángulo de incidencia.

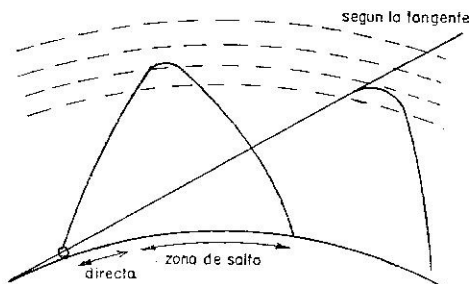


Fig. 40-10.

De acuerdo con la distancia de los saltos, hay espacios entre la onda directa y el lugar donde empiezan a llegar las ondas reflejadas, donde no llegan señales. A este espacio se le llama *zona de silencio*. Por ejemplo, si navegamos por la costa y escuchamos a una emisora de Madrid en 16 Mc/s, la oiremos mal o no la oiremos.

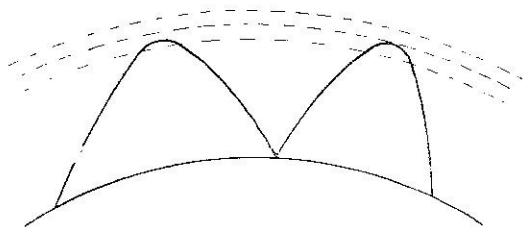


Fig. 40-11.

Cuando una onda reflejada en la ionosfera vuelve a tierra, parte de su energía es absorbida por la tierra, pero parte se refleja de nuevo hacia la atmósfera, dando lugar a dos o más saltos, lo que permite las comunicaciones a grandes distancias (fig. 40-11).

Absorción ionosférica e intensidad de campo. Frecuencia más baja utilizable.

Además de la atenuación que sufran las ondas, por el alejamiento del emisor, existe la atenuación que experimentan al llegar a la ionosfera, donde la onda sufre absorción. Esta absorción es muy intensa en la capa *D*, a pesar de que la onda no sufre desviación. Esta absorción depende de la acción solar; por ello es mayor a mediodía y relativamente escasa durante la noche.

Por ejemplo, en 2.182 Kc/s hay épocas del año que de catorce a quince horas apenas hay estáticos: da la impresión que el receptor se ha quedado sin antena. La absorción es mínima de madrugada y es menor a medida que se eleva la frecuencia.

Por esto, de día, repetimos, es cuando mayor es la atenuación, que se va aumentando a medida que la frecuencia va bajando, llegando a una frecuencia en la que es tan grande que las señales dejan de oírse. A esta frecuencia se la llama L. U. F. (lower useful frequency), frecuencia utilizable más baja. Esta frecuencia puede ser del orden de los 1.000 Kc/s.

De noche, la atenuación tiende a disminuir en todas las frecuencias. Tiene que ser así, ya que desaparece la capa *D*.

Desvanecimientos: distintos tipos y sus causas.

La ionosfera está constantemente variando sus características en cuanto a su densidad de electrones.

Supongamos que tenemos varios reflectores de luz, que varían sus condiciones de reflexión y que cada uno ilumina por su cuenta. Habrá veces que las acciones de los reflectores se sumen; otras, se resten, etcétera, por lo que la resultante variará constantemente, dando lugar a veces a desvanecimientos.

Perturbaciones ionosféricas. Sus causas e influencia sobre la propagación de las ondas.

Esta pregunta se ha contestado en las anteriores. La ionosfera sufre perturbaciones de acuerdo con las variaciones de radiación solares. Hay perturbaciones normales, como son las variaciones del día a la noche, etc. Además, hay otras accidentales, como son las explosiones solares o radiaciones de otras partes del universo.

PROPAGACIÓN

La influencia ya ha quedado explicada. Si varía la ionosfera, cualquiera que sea su causa, variará la propagación de las ondas.

Propagación por dispersión ionosférica.

Hemos hablado en capítulos anteriores de la frecuencia crítica. Pues bien, ocurre que se han logrado comunicaciones a frecuencias mucho más elevadas que la crítica.

Esto se explica porque de la energía de la onda, al llegar a la capa *E* se dispersa por dicha capa y vuelve a tierra a distancias hasta 2.000 Km. del emisor.

Por estos medios se han logrado comunicaciones en frecuencias próximas a los 100 Mc/s.

Se supone que las causas de disposición son debidas a los meteoritos que llegan a la atmósfera terrestre y hacen variar las condiciones de ionización.

Servicios para la propagación y previsión de perturbaciones ionosféricas

Muchas de las causas de las variaciones de la ionosfera son previsibles, como los cambios de día, noche, estación, ciclos solares, etc. Hay servicios que estudian estas causas y, basándose en ellas, dan las frecuencias más apropiadas para las distintas comunicaciones en cuanto a distancia, época del año, día, hora, etc.

Revisión de las características de propagación de las ondas de diferentes frecuencias. Elección de la frecuencia de transmisión más apropiada.

De 20 a 100 Kc/s, la atenuación de la onda terrestre es escasa y alcanza puntos hasta 1.000 Km. Estas señales también se reflejan. Los que navegan pueden comprobar que GBR, que da señales horarias en 16 Kc/s, se oye magníficamente a muchos miles de kilómetros.

Como anécdota diremos que, estando hablando por conferencia desde Bilbao, se oían por teléfono magníficamente las señales de GBR.

De 100 a 550 Kc/s la onda terrestre tiene gran importancia. La onda que sigue el camino de la ionosfera sufre fuerte absorción; por tanto, estas ondas, de día, no pueden utilizarse para grandes distancias. De noche, en cambio, sobre todo de madrugada, que la ionosfera tiene

poca absorción, se pueden alcanzar en estas frecuencias varios miles de kilómetros.

De 500 a 1.650 Kc/s, banda de radiodifusión, tienen propagación similar a la anterior, si bien la onda terrestre se atenúa más rápidamente al elevarse la frecuencia.

De 1.600 a 3.000 Kc/s, banda del servicio radiotelefónico marítimo, la onda terrestre es rápidamente atenuada; en cambio, la ionosférica sufre menos absorción. La mejor o peor propagación depende de la hora. De día, la comunicación es para cortas distancias, pues hay mucha absorción ionosférica. De noche, en cambio, y mejor de madrugada, se pueden lograr alcances de unos miles de kilómetros.

De 4 a 30 Mc/s, la onda directa es prácticamente inservible, por lo que la propagación sigue el camino de la ionosfera.

A partir de los 30 Mc/s empieza la propagación directa de emisor a receptor, si bien, como hemos dicho antes, y debido a los fenómenos de dispersión y de conducto, se puede comunicar en frecuencias superiores a los 30 Mc/s a distancias mucho mayores que la óptica, si bien esto es circunstancial, por lo que no tiene utilidad de momento.

En una pregunta anterior dijimos que para utilizar la frecuencia apropiada lo mejor es escuchar antes de llamar; de esta manera llamaremos en la banda donde mejor recibamos las señales, ya que si las condiciones de recepción son buenas, lo serán también las de emisión, pues los fenómenos de transmisión y los de recepción son realmente los mismos.

CAPITULO XLI

TELEVISION

Ideas generales de un sistema de televisión.

A pesar de limitarnos en este capítulo a dar unas ideas sobre televisión, lo hemos hecho de manera que si se estudia con un poco de detenimiento se comprendan con claridad los fenómenos que tienen lugar en un sistema de televisión.

Las señales de televisión están formadas en principio por dos componentes: una de imagen y otra de sonido. A la componente de imagen también se la llama a veces de vídeo.

La portadora de imagen se modula en amplitud, y la de sonido, en frecuencia.

Hemos estudiado ampliamente cómo se modula una onda portadora por una señal de sonido. Por ello no insistimos ahora.

Respecto a la señal de vídeo diremos que la portadora se modula de acuerdo con las variaciones eléctricas que producen las intensidades luminosas de los distintos puntos de la imagen.

Recordemos la transmisión facsímil ya estudiada. Podríamos transmitir una fotografía modulando una portadora, con las diferentes corrientes eléctricas producidas por los distintos puntos de la fotografía según la luz reflejada por éstos.

Este sistema para televisión no es suficiente, ya que necesitamos que la imagen tenga movimiento. Para que una imagen dé sensación de movimiento, tenemos que repetirla varias veces por segundo en muy pequeñas variaciones de tiempo. Por ejemplo, con repetirlas 25 veces por segundo, una imagen toma vida. El ojo, por otra parte, no nota estos cambios, si bien, al cabo de un rato, se cansa. A este fenómeno se le llama parpadeo. Se evita transmitiendo la imagen unas 50 veces por segundo.

Si nos fijamos en la L de la figura 41-1, vemos que no está dibujada de una manera continua, sino con rayas. Esto se aprecia muy bien si estamos cerca, pero se deja de apreciar a medida que nos alejamos.

Es decir, si nos alejamos mucho, veremos la L como si estuviera dibujada de una manera continua.

Tomar de una fotografía o de un objeto cualquiera una serie de líneas se llama barrido.

Cada raya podemos considerarla formada por puntos muy próximos entre sí, y para que nos den sensación de continuidad es necesario que estos puntos equivalgan a líneas verticales que estén también muy

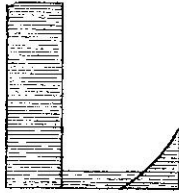


Fig. 41-1.

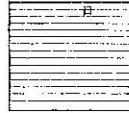


Fig. 41-2.

juntas. Por ejemplo, en el cuadro de la figura 41-2 hemos dibujado 10 líneas horizontales y tenemos que transmitir, por lo menos, 10 puntos de cada línea para transmitir la imagen del cuadro, o sea, 100 puntos en total. Si tenemos en cuenta que debemos hacer esto 50 veces por segundo, hay que transmitir en total $100 \cdot 50 = 5.000$ puntos por segundo. Después de cada punto viene un nada; por ello se puede considerar como un ciclo al todo, nada y todo; o como negativo y positivo, etc.; luego tenemos: $5.000 : 2 = 2.500$ ciclos por segundo, ya que cada punto equivale a medio ciclo, y el que le sigue, a otro medio.

Resumiendo, que la portadora sea modulada por las variaciones de corriente o que lo sea por las variaciones de luminosidad, estará modulada con una frecuencia de 2.500 c/s.

Notamos en las pantallas de los receptores de televisión que no son cuadradas, sino que son un poco más anchas que altas. Son rectangulares. Esto es debido a que la vista distingue menos las separaciones entre líneas si son verticales que si son horizontales, es decir, podemos formar una figura con menos líneas verticales que horizontales sin que la vista lo note.

Aproximadamente la relación de la anchura a la altura es de $4/3$, por esto mismo la relación de las líneas horizontales y verticales es de $4/3$, por lo que la vista no sufre, y es menor el ancho de banda, como se verá más adelante.

En la televisión que utilizamos hay 625 líneas, es decir, en el lado vertical caben 625; luego en el lado horizontal, que tiene más longitud, caben $625 \cdot 4/3 = 833$ líneas. O lo que es lo mismo, de cada línea horizontal transmitimos 833 puntos. Los puntos que transmitimos en un

barrido completo son $625 \cdot 833 = 520.625$ puntos. Si transmitimos 50 cuadros por segundo, tenemos $520.625 \cdot 50 = 26.031.250$ puntos por segundo, que dividiendo por 2 nos da 13.015.625 c/s. Es decir, modulamos con una portadora de 13 Mc/s.

Esto origina un gran ancho de banda, con lo que resultan una serie de problemas de tipo técnico. Para reducir el ancho de banda a la mitad, lo que se hace es transmitir, en lugar de 50 cuadros, 50 medios cuadros, o sea, 50 cuadros con la mitad de las líneas; con esto la imagen da continuidad, pues son 25 cuadros completos por segundo, y el parpadeo no molesta, ya que las variaciones por segundo son 50. El ancho de banda se reduce así a la mitad: 6,5 Mc/s.

Para que el tubo de rayos catódicos desplace el haz o barra la pantalla, hay que llevar una señal en forma de dientes de sierra a las placas o bobinas de desviación horizontal. Ya conocemos bien este tipo de ondas. Para que no se vea la vuelta del haz, cuando éste llega al final (en la figura 41-3, en B), se hace llegar a la rejilla un impulso negativo, o bien positivo al cátodo, de manera que corte la válvula, y así no salen electrones del cátodo. A esto se llama borrado.

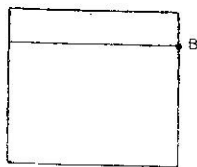


Fig. 41-3.

Para hacer el barrido de las líneas, ya hemos dicho que se hace en dos veces: primero barremos las líneas impares 1, 3, 5, 7 ... 625, y, después barremos las líneas pares 2, 4, 6, 8, 10 ... 624.

A continuación señalamos esto en las figuras 41-4. Las impares las

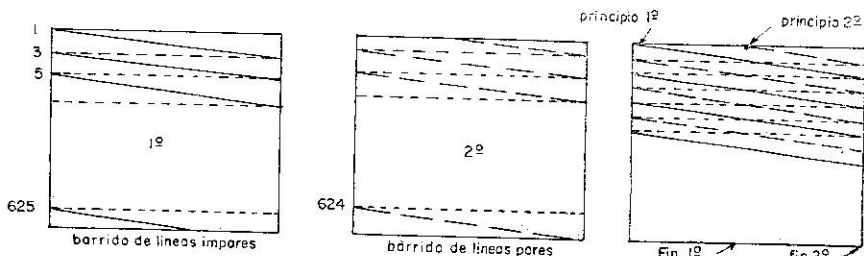


Fig. 41-4.

señalamos con líneas continuas y retornos con puntos. Las pares con trazo y retornos con puntos.

¿Cómo va bajando el haz y cómo sube para empezar un nuevo barrido? Esto se consigue aplicando a las placas o bobinas de desviación vertical la señal de un generador de dientes de tierra. Cuando el haz está arriba, aplicamos a la placa o bobina de desviación vertical inferior un diente de sierra, de manera que mientras se hace el barrido horizontal 625 : 2 veces, el vertical se hace una sola vez, o sea, que mientras el generador de dientes de sierra de 312'5 dientes para la desviación horizontal, otro generador da un diente para la desviación vertical.

Para que todo esto funcione normalmente, es necesario que el emisor y el receptor estén sincronizados, es decir, que cuando empieza la primera línea de barrido en el emisor, tiene que empezar la primera en el receptor, etc., y así, de una manera permanente, el tubo de rayos catódicos del receptor tiene que estar sincronizado con el barrido de la imagen que hace el emisor.

Esto se logra de la siguiente manera: cuando el emisor empieza una línea, emite unos impulsos, y este impulso llega al receptor y es quien crea un diente de sierra para la desviación horizontal, y así, al terminar cada línea, el emisor da impulsos, hasta que el barrido ha llegado a la parte inferior, en cuyo instante el emisor emite un impulso diferente a los de desviación horizontal que, al recibirlo del receptor, pone en marcha el generador de dientes de sierra de desviación vertical. Este crea un diente de sierra y el barrido sube, para empezar de nuevo. En ese mismo instante, el generador de dientes de sierra para la desviación vertical empieza un nuevo diente, cuya duración es justamente el tiempo que tarda el barrido horizontal en barrer 312,5 líneas; así, la imagen va bajando poco a poco mientras se hace el barrido horizontal. Cuando llega de nuevo a la parte inferior coincide la parte de retorno del diente de sierra de desviación vertical, por lo que el barrido vuelve a iniciarse en la parte superior. En ese instante el emisor emite un nuevo impulso para que el receptor genere otro diente de sierra de desviación vertical que haga descender el barrido.

Como se comprende fácilmente, estos impulsos deberán tener la amplitud necesaria, pero de cortísima duración, ya que mientras se reciben no tenemos barrido de imagen. Los impulsos horizontales llegan al final de una línea y al comienzo de otra. Los verticales, al final de un barrido y al comienzo del próximo. Por este motivo no se utilizan todas las líneas.

Las líneas transmitidas en un segundo o en un millón de microsegundos son $625 \times 25 = 15.625$ líneas; luego el tiempo para una línea es de $1.000.000 : 15.625 = 64$ microsegundos. De estos 64 microsegundos se dedican 52,48 para la información, el mensaje, y 11,52 microsegundos, para los impulsos de sincronismo. Ahora bien, como hay que separar el im-

TELEVISIÓN

pulso de sincronismo del mensaje que va en la línea para que no se interfieran, tenemos que dejar unos microsegundos entre el mensaje y los impulsos, y otros instantes entre los impulsos y el mensaje. En la figura 41-5 mostramos un ejemplo.

Estamos poniendo ejemplos con 25 cuadros y 625 líneas, pero hay otros sistemas que utilizan diferente número de cuadros y de líneas.

El color que peor refleja la luz es el negro, y el que mejor la refleja es el blanco. Entre ambos colores podemos situar una serie de grises entre el oscuro y el claro: el primero más cerca del negro y el segundo más cerca del blanco.

Cada punto de la imagen da una luminosidad que modula la portadora. En este caso la portadora se modula en amplitud. Hay dos maneras de modular la portadora: una, llamada modulación positiva, que consiste en dar mayor amplitud a la portadora cuando es mayor la luminosidad, o sea, el blanco que refleja más luz hará mayor la amplitud de la portadora, modulada con mayor profundidad de modulación. La mínima amplitud corresponde a los negros. Los grises tienen amplitud intermedia.

Otra forma de modular es dar el máximo de amplitud a la portadora con los negros, y el mínimo, con los blancos. A esta modulación se la llama negativa. Unas naciones han adoptado una modulación, y otras, otra.

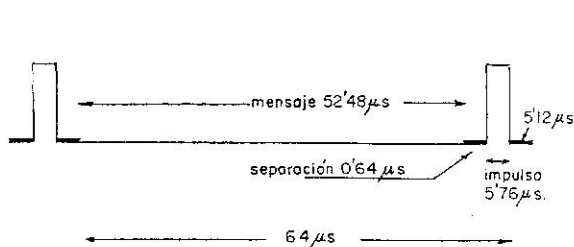


Fig. 41-5.

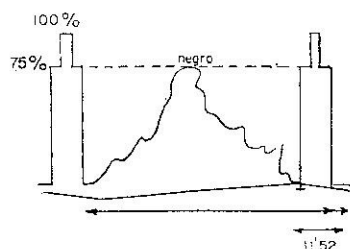


Fig. 41-6.

En cualquiera de los sistemas de modulación, los impulsos de sincronismo tienen más amplitud que los blancos o los negros, o menos amplitud, de manera que se diferencien bien los impulsos del mensaje.

En la figura 41-6 tenemos un ejemplo de modulación negativa. Los negros modulan hasta el 75 por 100, y los impulsos de sincronismo alcanzan el 100 por 100.

El sonido se modula en frecuencia.

Anchura de un canal de televisión.

Vimos antes que para transmitir 625 por 833 líneas, 25 cuadros, necesitábamos un ancho de banda de 6,5 Mc/s. Después hemos visto que no se utilizan los extremos del cuadro, por lo que realmente tenemos menos líneas y también menos longitud de éstas. En la práctica suele quedar la frecuencia moduladora con una variación aproximada de 4 Mc/s. Si modulamos en amplitud con una moduladora de 4 Mc/s, el ancho de banda es de 8 Mc/s. En la práctica se suprime casi íntegramente una banda lateral, trabajando con un ancho de banda de 4 Mc/s, una banda completa más 1,25 Mc/s de la banda suprimida. El sonido se emite con una frecuencia portadora de 4,5 Mc/s, más elevada que la portadora de vídeo. El ancho de banda de sonido puede ser del orden de 50 Kc/s. Todo lo dicho sobre el ancho de banda queda representado gráficamente en la figura 41-7.

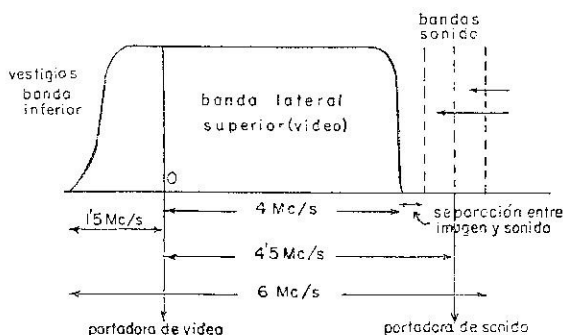


Fig. 41-7.

Repetimos que la portadora de vídeo se modula en amplitud y se transmite en la banda lateral superior, si el sonido se emite en frecuencia más elevada, como el ejemplo que hemos representado. En caso contrario, transmitiríamos en banda lateral inferior. Para que en la recepción no se interfieran las señales de vídeo y de sonido, hay unas frecuencias de separación entre ambas señales.

Receptor de televisión.

No estudiaremos los circuitos, puesto que, en general, son conocidos. Únicamente nos limitaremos a señalar las diferencias más notables con un receptor de sonido. A continuación dibujamos un esquema de principio de un receptor de televisión (fig. 41-8).

El primer paso es un amplificador de R. F., cuyo objeto es amplificar la señal y seleccionarla antes de la conversión. La sintonía puede ser fija y viene fijada de fábrica, si bien lleva un sistema de afinamiento para retocar y sintonizar con exactitud.

En frecuencias muy elevadas, como U. H. F., banda cuarta, de 470 a 585 Kc/s, aunque parezca paradójico, las frecuencias no vienen sintonizadas, ya que con un pequeño error en L o C nos haría estar fuera de frecuencia, por lo cual sólo podríamos tener frecuencias fijas, si fueran controladas a cristal, o con controles apropiados de frecuencia, lo que encarecería los receptores.

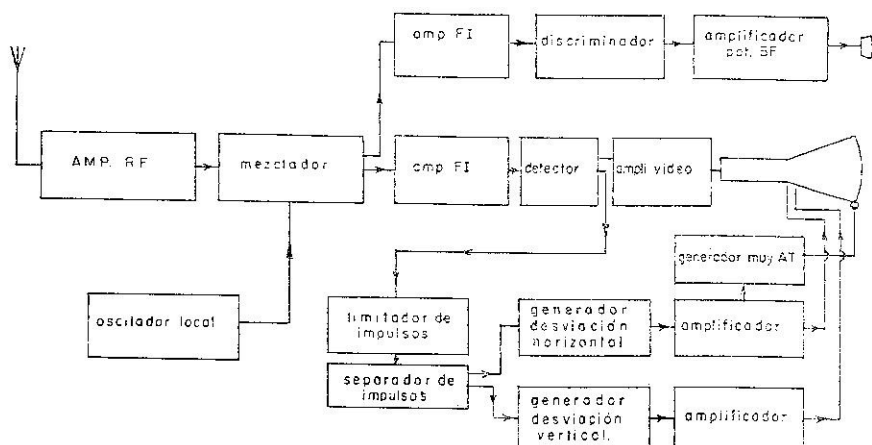


Fig. 41-8.

En U. H. F., los receptores llevan un solo canal-banda de 475 a 485 Mc/s, y por medio de un pequeño condensador variable tomamos el canal-frecuencia que nos interese. Cada emisora, si emite con su frecuencia estabilizada. Resumiendo: U. H. F. emite en varios canales y se reciben todos ellos en una sola banda-canal, seleccionando la frecuencia apropiada con el condensador de sintonía.

La televisión inglesa tiene 625 líneas en U. H. F. Las otras naciones europeas también utilizan 625 líneas, y como el alcance en estas frecuencias es muy limitado, todas las naciones tienen frecuencias parecidas, por lo que un televisor en un barco podrá recibir U. H. F. en cualquier nación europea que se encuentre con sólo orientar apropiadamente la antena y retocar lentamente la sintonía.

La primera banda de televisión tiene un ancho de 41 a 68 Mc/s; la segunda, de 87,5 a 100 Mc/s; la tercera, de 174 a 216 Mc/s, y la cuarta está dividida en dos: de 470 a 585 Mc/s y de 610 a 960 Mc/s.

En la banda cuarta puede haber problemas de amplificación de R. F. Entonces lo primero que se hace es la conversión, lo mismo que en radar. De la misma manera podemos hacer la conversión con un diodo de cristal.

En el caso de las bandas más altas dejamos una F. I. igual a la f_s (frecuencia de la señal) de las bandas inferiores. De esta manera un televisor nos sirve para U. H. F. y para televisión de las primeras bandas.

Si recibimos la señal de la televisión normal, la señal de antena se lleva al primer paso de F. I. Si recibimos U. H. F., la señal se lleva al primer convertidor, y la salida de F. I. de dicha conversión es igual a la f_s de la televisión normal. Todo esto se explica en la figura 41-9.

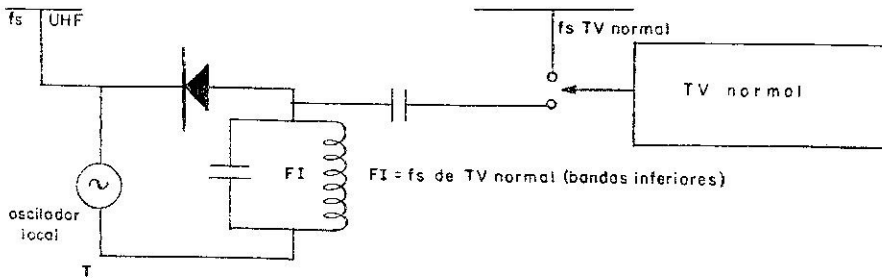


Fig. 41-9.

Todos los circuitos de acoplamiento de la antena al amplificador de R. F. deberán ser de gran ancho de banda (unos 6 Mc/s), así como en los circuitos después del convertidor, como son los de F. I. y de vídeo.

Debido al bajo Q de estos circuitos, la ganancia es muy pequeña; por ello, se requieren válvulas de gran factor de amplificación, pocas capacidades, etc.

El amplificador de R. F. puede ser un triodo con rejilla a tierra, o bien, un pentodo o triodo normal. Esto depende de la frecuencia y del tipo de válvulas.

El convertidor puede ser también un triodo, un pentodo o un diodo. Este último, si es de cristal, hace menos ruidos.

El oscilador local puede ser cualquier oscilador de los conocidos.

La señal de F. I. del convertidor contiene las bandas de vídeo y de sonido. El oscilador local oscila en frecuencias superiores a las de la señal; por tanto, en el circuito de F. I. del convertidor tenemos:

$$f_o - f_s = \text{F. I.} \begin{cases} \text{sonido} \\ \text{imagen.} \end{cases}$$

Por ejemplo, si la señal de vídeo es de 90 Mc/s; la de sonido, 94,5 Mc/s, y la de f_0 , de 135 Mc/s, tenemos una F. I. de vídeo de 40 Mc/s, y de sonido, de 35,5 Mc/s.

No confundir la señal de imagen con la frecuencia imagen.

En televisión, la F. I. es elevada para evitar la frecuencia imagen, ya que, debido a la poca selectividad de los circuitos, por su gran ancho de banda, hace falta F. I. elevada para evitar interferencias.

En la emisión, es más elevada la señal de sonido que la de imagen. En la recepción, después de la conversión, es más alta la F. I. de imagen que la F. I. de sonido.

En algunos receptores, por ahorrar pasos, amplifican las señales de imagen y sonido juntas. Otros receptores, como el que señalamos, tienen el C. O. de F. I. del conversor acoplado a dos C. Q.: uno, sintonizado a la F. I. de la imagen, y otro, a la F. I. del sonido, y amplificamos independientemente ambas señales.

La F. I. de imagen sigue con un gran ancho de banda, por lo que llevan circuitos de Q bajo y válvulas de mucha ganancia.

Dada la poca selectividad de estos circuitos, hay que evitar que la señal de sonido vaya por el canal de la señal de imagen. Es una cuestión muy fácil de evitar y hay muchos métodos. En la figura 41-10 mostramos un acoplamiento RC con C. O. en la placa, en la carga. La capacidad del C. O. de carga es la repartida en el circuito y la válvula. El C. O. secundario se sintoniza a la señal de sonido, y de esta manera la componente de sonido se va por ahí a tierra. A este tipo de circuitos se les llama circuitos trampas. En los esquemas de F. I. para banda ancha, vemos que los C. O. de carga tienen una bobina señalada, y, en cambio, la C es la repartida del circuito, que es muy pequeña. Recordamos que en la ganancia de un circuito era conveniente la relación L/C lo más alta posible.

Siguiendo el esquema, después de la conversión tenemos dos ramales: uno, para el sonido, y otro, para la imagen. De los bloques de sonido no hablaremos nada, pues todos están ampliamente estudiados.

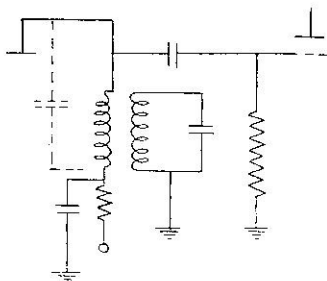


Fig. 41-10.

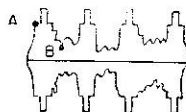


Fig. 41-11.

La señal F. I. de imagen, una vez amplificada, se detecta. De este detector, que es un simple diodo, tenemos dos salidas: una, de vídeo, que lleva la imagen e impulsos, y otra, similar, de la que sólo nos interesan los impulsos de sincronismo.

La onda que llega al detector de vídeo es de la forma que se indica en la figura 41-11, con modulación negativa.

El punto *A* es negro; es decir, cuando la amplitud de este punto llegue al T. R. C. hará oscurecerse la pantalla. Cuando llegue la amplitud del punto *B*, deberá verse blanco, y entre ambos extremos tenemos los grises.

Al detectar la señal de imagen, eliminaremos la parte inferior o superior de la onda, según coloquemos el diodo. Según la figura 41-12, *a*, eliminamos la parte inferior. Según la *b*, eliminamos la parte superior.

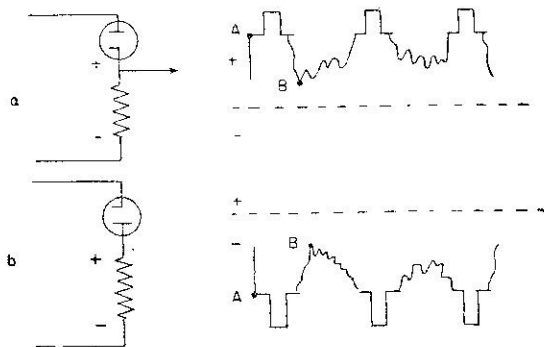


Fig. 41-12.

En ambos casos, estas señales se amplifican lo suficiente y se llevan al T. R. C.

La amplitud correspondiente al punto *A* es negro (mayores amplitudes serán más negros). La menor amplitud corresponde al punto *B*, blanco (menores amplitudes que el *B* serán más blancos).

Para reproducir la señal en el T. R. C. tenemos que llevar la señal detectada a la rejilla, si los impulsos son los inferiores. De esta manera, los negros harán la rejilla negativa más allá del corte, y en la pantalla tenemos oscuridad.

Si tomamos la parte positiva de la onda detectada, tenemos que llevar la señal al cátodo. De esta manera, al llegar la máxima amplitud, el negro, al cátodo, éste se hará positivo y la válvula se corta.

Como ya se estudió, los amplificadores de vídeo se acoplan por *RC*; luego cada paso amplificador invierte la fase 180° . Esto hay que tenerlo

en cuenta, ya que si tenemos impulsos positivos y amplificamos con un número impar de pasos, la salida será negativa y hay que aplicar a la rejilla. Si tenemos impulsos negativos y el número de pasos de amplificación de vídeo es par, la salida será negativa y hay que aplicar la señal, como en el caso anterior, a la rejilla del T. R. C., etc.

Hacemos notar que con la señal de vídeo van los impulsos de sincronismo, pero, como se comprende, esto no es problema, pues estos impulsos se reciben en los extremos de las líneas, y como los impulsos de sincronismo son de más amplitud que los negros, ocurre únicamente que se oscurecen las líneas en los extremos, cosa que no molesta para nada.

En televisión se llama borrado al fenómeno de eliminar la imagen de la pantalla por oscurecimiento. Esto se logra llevando la válvula más allá del corte, haciendo la rejilla negativa o el cátodo positivo: lo que es lo mismo, llevando la válvula al negro o más allá del negro; por tanto, todas las amplitudes mayores que el negro, como son los impulsos de sincronismo, hacen de borrado; precisamente por esto no se ve el retroceso en el T. R. C., ya que cuando el haz va a retornar, los impulsos de sincronismo borran la imagen.

De lo estudiado se desprende que es fundamental que los negros estén todos al mismo nivel de tensión con respecto al cátodo o rejilla. Si tenemos los impulsos de la figura 41-13, vemos que tienen diferente potencial respecto a P ; por ello, si el valor de corte o borrado fuera a , resulta que los impulsos segundo y tercero no tendrían negro.

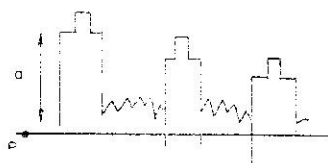


Fig. 41-13.

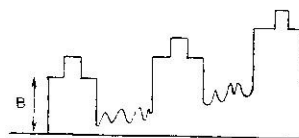


Fig. 41-14.

En la figura 41-14 tenemos muchas señales que aparecerán negras si b es la tensión de corte o borrado. Para evitar esto, tenemos los circuitos restauradores que estudiamos en la primera parte del libro, página 403.

La otra salida del detector de vídeo se lleva a los sistemas de sincronismo y desviación.

El primer paso es un limitador de impulsos. Recordemos que en la modulación negativa el negro es el de máxima amplitud. El borrado tiene lugar cuando $m = 0,75$, o sea, la profundidad de modulación del borrado es del 75 por 100. Los impulsos modulan la portadora hasta el

100 por 100. Esto lo señalamos en la figura 41-15. Pasando esta señal por un limitador y cortándola, según *a*, por la amplitud de borrado, nos queda sólo el impulso. Hemos estudiado muchos limitadores. En la figura 41-15, *b*, dibujamos la característica de un triodo limitador.

Una vez obtenidos los impulsos, tenemos que separar los del barrido horizontal y los del vertical. Esto resulta fácil, ya que el emisor utiliza impulsos diferentes para ambos barridos. En el ejemplo que nos referimos, los verticales tienen más duración, son más anchos.

Hay unos impulsos más que no hemos mencionado hasta ahora y se llaman igualadores. Estos se dan entre la exploración de las líneas pares o impares, o sea, cuando se van a dar los impulsos verticales. Cada medio cuadro. Recordemos que hacemos 25 cuadros con 50 barridos de toda la pantalla. 25 para las líneas impares y 25 para las líneas pares.

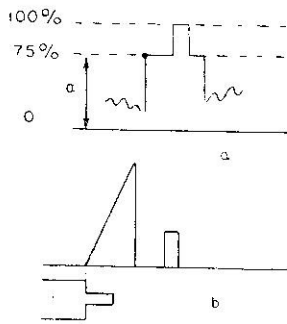


Fig. 41-15.

Al pasar de las líneas impares a las pares, ocurría que el barrido horizontal terminaba en la mitad de una línea, y como es difícil controlar con exactitud esta operación, lo que se hace es mandar unos impulsos entre el barrido de las líneas impares y el barrido de las líneas pares, de manera que estos impulsos oscurecen la pantalla cada vez que empieza un nuevo barrido vertical. La duración de estos impulsos igualadores es igual que el tiempo que tarda el barrido de tres líneas. 3 te.

Resumiendo: tenemos tres tipos de impulsos: unos, para el sincronismo horizontal, o sea, que cuando llega en el emisor al lado derecho, llegue también en el receptor. En ese instante, al cambiar el emisor de línea emite un impulso de sincronismo horizontal para que el receptor también cambie de línea. El número de impulsos por segundo es de $25 \times 2 \times 312,5 = 25 \times 625 = 15.625$. Después, tenemos unos impulsos verticales que duran el tiempo equivalente al barrido de tres líneas.

Total, tenemos 50 grupitos de impulsos verticales: un grupito por cada semicuadro.

Finalmente, los impulsos igualadores se dan en dos grupos, antes y después del grupito vertical. La duración de estos impulsos es el equivalente a tres líneas; pero como se dan antes y después de los verticales, el tiempo total dedicado a estos impulsos es el equivalente al barrido de seis líneas.

En el caso que tomamos como ejemplo, ya hemos dicho que los impulsos de sincronismo horizontal tiene la misma amplitud que los de sincronismo vertical, de una profundidad de modulación del 75 al 100 por 100, si bien los de sincronismo vertical duran más tiempo.

La figura 41-16 es un resumen gráfico de todo lo hablado.

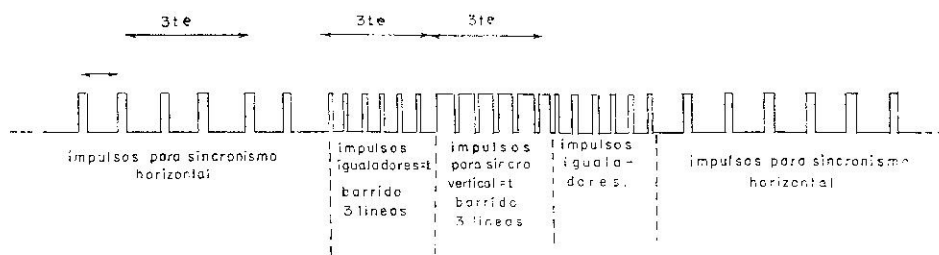


Fig. 41-16.

Los impulsos igualadores son más estrechos que los de sincronismo horizontal, para que no interfieran en la separación de los verticales.

Con esto comprendido, vamos a estudiar cómo separar los impulsos de sincronismo vertical de los impulsos de sincronismo horizontal.

Téngase en cuenta que, aunque los impulsos de sincronismo vertical pasen con los impulsos de sincronismo horizontal, no pasa nada; pues estos impulsos actúan también como horizontes para oscurecer la pantalla y, además, están sincronizados para que empiece la línea después de los igualadores, que actúan para mantener el circuito de desviación horizontal en puro sincronismo.

Según la figura 41-16, si todos estos impulsos entran en un circuito diferenciador que tiene una constante de tiempo RC muy pequeña con relación a la duración de los impulsos, a la salida del diferenciador tendremos los impulsos, según la figura 41-17.

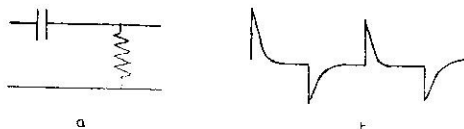


Fig. 41-17.

Si los impulsos mencionados los hacemos llegar a una malla integradora que tiene C grande (fig. 41-18) (repasar circuitos integradores y diferenciadores y filtro de entrada por condensador), tenemos que si la carga del condensador es lenta con relación al impulso, cuando el condensador reciba un impulso de sincronismo horizontal sólo tomamos una pequeña parte de la tensión de dicho impulso; pero como tarda mucho en llegar otro impulso, el condensador se ha descargado, por lo que el condensador no toma carga de los impulsos de sincronismo horizontal.



Fig. 41-18.

Los impulsos de sincronismo vertical son más anchos.

Como indicamos en la figura 41-19. Con el mismo razonamiento diremos que todavía toma menos carga de los impulsos igualadores.

En estas condiciones, cuando llega el grupo de impulsos de sincronismo vertical, más juntos y más anchos, el condensador empieza a cargarse. Termina el impulso y empieza a descargarse, pero como el tiempo que tarda en llegar otro impulso es muy pequeño, el condensador vuelve a tomar más carga del nuevo impulso. Esto lo mostramos en la figura 41-20.

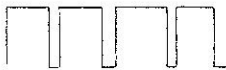


Fig. 41-19.

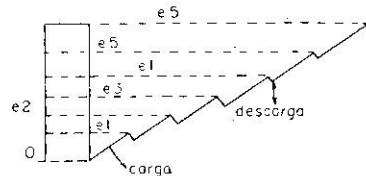


Fig. 41-20.

En la práctica de los circuitos de televisión, para tener un circuito diferenciador con pequeña constante de tiempo, a veces se ponen varias secciones CR , y lo mismo en los circuitos integradores, para tener C grande se ponen varios en paralelo, como se muestra en la figura 41-21.

Los impulsos del diferenciador se llevan al generador de desviación horizontal, y los impulsos del integrador, al generador de desviación vertical.

Si los tubos de rayos catódicos llevan bobinas para el sistema de desviación, como es normal, ocurre que si a una bobina le llega una corriente en forma de dientes de sierra, la bobina tiende a oponerse a este tipo de corriente y por ella no circulará una corriente de este tipo.

Para que por las bobinas circule una corriente lineal en forma de dientes de sierra tenemos que aplicarles una tensión trapezoidal como la señalada en la figura 41-22. De esta manera, al iniciarse el fenómeno, la bobina se opone a toda variación con una f. c. e. m., que se opone a AB , y de esta forma, por la bobina circula una corriente en forma de diente de sierra. El generador que da la tensión trapezoidal puede ser uno de los circuitos estudiados como generadores de ondas no sinusoidales.

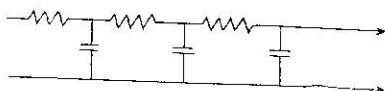


Fig. 41-21.

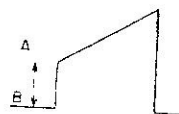


Fig. 41-22.

Estos generadores están gobernados por los impulsos de sincronismo. Las señales de los generadores se amplifican y se llevan a las bobinas de desviación correspondientes.

Observamos en los bloques señalados que la muy alta tensión la sacamos del amplificador de desviación horizontal. Hay muchas maneras y circuitos de generar esta alta tensión, bien partiendo de los 120-220 V, 50 c/s; bien por un oscilador de R. F., cuya tensión transformamos y rectificamos, etc.

Es muy utilizado el sistema mencionado en primer lugar y por eso nos referimos únicamente a él.

En todos los fenómenos de inducción son importantes la variación de flujo y de tiempo. Cuanto más elevada sea la primera y más baja la segunda, mayor es la fuerza electromotriz inducida. Recordemos la expresión:

$$e = - \frac{\Delta \Phi}{\Delta t}$$

Con este criterio, se aprovecha el impulso de retorno de los dientes de sierra de desviación horizontal, ya que la frecuencia es relativamente elevada, $625.50 = 15.625$ c/s, y la duración del tiempo de retorno es cortísima. Este sistema induce en la bobina unos miles de voltios. Si, además, esta bobina hace de primario de un transformador elevador,

en el secundario obtenemos una elevada tensión que puede ser hasta 20.000 V en algunos televisores. Después se rectifica y se aplica al T. R. C.

Antenas de uso común.

Los receptores de televisión utilizan normalmente antenas en $\lambda/2$, con elementos parásitos. (Repasar los sistemas Yagui.)

En los barcos interesa que la antena vaya provista de un volante, para poderla dirigir y obtener la máxima ganancia.

Una antena puede servir para varios receptores. El conjunto de los receptores deberá presentar a la antena $300\ \Omega$, si es ésta la resistencia de la antena. Como normalmente todos los receptores están en paralelo, es necesario que la señal sea relativamente fuerte. En caso contrario, antes de derivarla conviene amplificarla.

La adaptación se logra fácilmente con una serie de resistencias bien combinadas.

APENDICE

NOCIONES SOBRE NUMEROS COMPLEJOS

Números imaginarios.

Sabemos que en las raíces de índice par y radicando negativo no tenemos solución. Por esta razón, no tienen siempre una solución real las ecuaciones de segundo grado, etc.

Ejemplo:

$$X^2 = -25; X = \pm \sqrt{-25},$$

no tiene solución real, ya que

$$5^2 = 25 \text{ y } (-5)^2 = 25.$$

Es decir, no hay ningún número de los llamados reales que, elevados al cuadrado, nos de -25 .

Para resolver estos casos, en lugar de tomar como unidad el 1 (uno), tomamos como unidad la raíz cuadrada de menos uno. Es decir, la unidad de los números imaginarios es $\sqrt{-1}$. Por comodidad y por ser más rápido de escribir, a dicha unidad la representamos por una i ; aquí no lo hacemos así, la representamos por j para no confundir con la i corriente eléctrica.

Con la nueva unidad es muy fácil resolver raíces de índice par y radicando negativo. Veamos unos ejemplos

$$\sqrt{-25} = \sqrt{25(-1)},$$

y como la raíz de un producto es el producto de las raíces, queda:

$$\sqrt{25(-1)} = \sqrt{25} \cdot \sqrt{-1} = 5\sqrt{-1} = 5j$$

$$\sqrt{-81} = \sqrt{81(-1)} = \sqrt{81} \cdot \sqrt{-1} = \sqrt{81} j = 9j.$$

APÉNDICE

Teniendo en cuenta esto, podemos operar como lo hacemos con los números reales.

$$\begin{array}{ll}
 j^1 = j & j^5 = j \\
 j^2 = -1 & j^6 = -1 \\
 j^3 = j^2 \cdot j = -j & j^7 = -j \\
 j^4 = j^3 \cdot j = -j \cdot j = -j^2 = 1 & j^8 = -1, \text{ etc.}
 \end{array}$$

Es decir, tenemos sólo cuatro soluciones, cualquiera que sea el exponente. *Observamos que cuando j está elevado a exponente par, se convierte en número real, y cuando está elevado a exponente impar, sigue imaginario.*

Conviene recordar:

$$j^2 = -1, \text{ y } -j^2 = 1.$$

Números complejos.

Se dice que un número es complejo cuando consta de parte real y parte imaginaria. Ejemplo: $2 + 5j$. Para la representación gráfica de los números complejos, lo hacemos de la siguiente manera (fig. A-1): 1.º Los números reales positivos los pondremos en la parte OX del eje de abscisas (el horizontal). 2.º Los reales negativos, en OX' . 3.º Los imaginarios positivos, en OY , la parte superior del eje de coordenadas (el vertical). 4.º Los imaginarios negativos, en OY' .

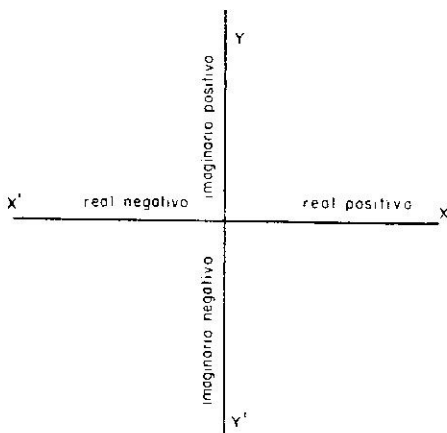


Fig. A-1.

No hay que insistir más, porque los imaginarios se conocen fácilmente porque llevan la jota.

Los números complejos los representamos como si fueran puntos; la parte real, como coordenadas de X , y la parte imaginaria, como coordenadas de Y .

Con unos ejemplos se verá mejor. Representar los complejos

$(4 + 6j)$; $(2 - 3j)$; $(-2 - 5j)$; $(-4 + 2j)$; $(0 + 4j)$; $(5 + 0j)$, etc. (fig. A-2).

Nota.—A los puntos que en el plano representan los complejos dados se les llama afijos.

También se puede representar un complejo por medio de un vector, teniendo en cuenta el módulo del vector (su longitud) y el ángulo que forma el vector con el eje de XX' . Ejemplo: representar el número complejo $(4 + 6j)$ (fig. A-3). En ambas figuras queda perfectamente definido el punto que representa al número complejo, sin que se pueda

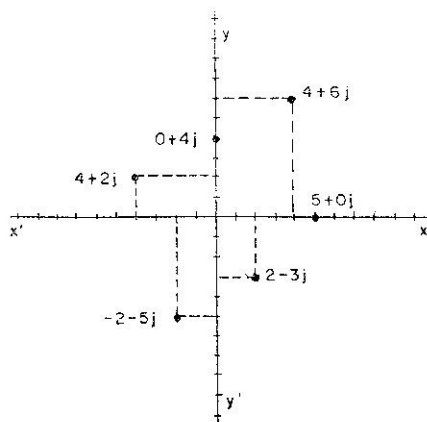


Fig. A-2.

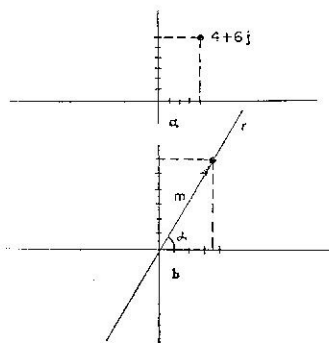


Fig. A-3.

confundir con ningún otro punto, ya que en la segunda figura, si conocemos el ángulo que forma la recta r que contiene el afijo $4 + 6j$, eliminamos a las demás rectas que pasan por dicho punto. Si sobre dicha recta tomamos una distancia m igual al módulo del vector (repetimos que módulo quiere decir longitud del vector), vemos que, conocido m y el ángulo, podemos hallar el afijo y, por tanto, el complejo que representa.

Aclaremos esto con un ejemplo (fig. A-4). Sea un complejo representado por un vector de $m = 4$ y un ángulo 30° . Hallar el número complejo que representa. Para ello, lo primero que hacemos es trazar una recta

que pase por el centro de coordenadas y forme un ángulo de 30° con el eje de XX' . Sólo la recta r cumple esta condición. Segundo, a partir de O tomamos una longitud igual a cuatro unidades. Con ello obtenemos el punto P , que no puede confundirse con ningún otro punto del plano. El punto P representa a un complejo fácil de determinar por trigonometría con sólo recordar o aprender de memoria que *un cateto es igual a la hipotenusa por el seno del ángulo opuesto o por el coseno del comprendido*, o sea,

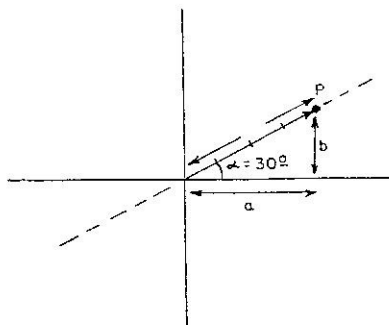


Fig. A-4.

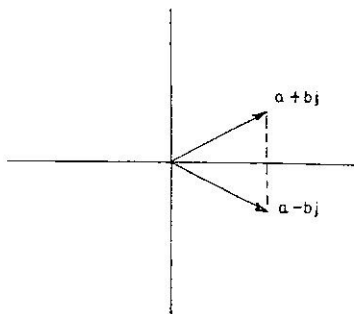


Fig. A-5.

$$a = 4 \cos 30^\circ = 4 \frac{\sqrt{3}}{2} = 2\sqrt{3},$$

$$b = 4 \sin 30^\circ = 4 \frac{1}{2} = 2.$$

Los b son jotas, porque están en la parte vertical de arriba; luego tenemos:

$$4/30^\circ = 2\sqrt{3} + 2j.$$

Si conocemos a y bj , con el mismo razonamiento podemos pasar a conocer el valor del módulo y del ángulo (al ángulo también se le llama argumento).

En radiotecnica, las reactancias X_L son jotas; las X_C , —jotas, y las resistencias son reales; es decir, $jX_L \Omega$ y $-jX_C \Omega$.

Volviendo al ejemplo anterior, si deseamos hallar m basta con aplicar el teorema de Pitágoras y tenemos:

$$m = \sqrt{a^2 + b^2}.$$

Para hallar el ángulo podemos hacerlo conociendo la tangente, que es igual a b , dividido por a :

$$\operatorname{tag} \alpha = \frac{\operatorname{sen} \alpha}{\operatorname{cos} \alpha} = \frac{b}{a}.$$

Complejos conjugados.

Se llama así a los complejos que tienen la parte real igual y con el mismo signo, y la parte imaginaria también igual, pero con signos contrarios (fig. A-5). Es decir, $(a + bj)$ y $(a - bj)$ son conjugados, o con números $(4 + 2j)$ es el conjugado de $(4 - 2j)$.

Suma de números complejos.

Si los complejos vienen representados en forma de binomios se suman como binomios:

$$(6 + 4j) + (2 + 5j) = 8 + 9j; \quad (5 + 6j) + (-3 - 3j) = 2 + 3j.$$

Resta de números complejos.

Si los complejos vienen expresados en forma binómica se restan como binomios:

$$(6 + 4j) - (5 + 2j) = 1 + 2j; \quad (6 + 7j) - (-3 - 5j) = 9 + 12j.$$

Multipliación de números complejos.

Si la multiplicación es de la forma binómica, se hace como si fueran binomios, que realmente son, sin olvidar que $j^2 = -1$:

$$(a + bj) \cdot (c + dj) = ac + adj + bjc + bjdj.$$

Este último término:

$$bdj^2 = bd(-1) = -bd,$$

por tanto, nos queda:

$$ac + adj + bcj - bd = \frac{(ac - bd)}{\text{real}} + \frac{(ad + bc)j}{\text{imaginaria}}$$

$$(2 + 4j) \cdot (3 + 5j) = 6 + 10j + 12j + 20j^2 = 6 + 18j - 20 = -14 + 18j.$$

División de números complejos.

Si tenemos un cociente de la forma binómica, como

$$\frac{a + bj}{c + dj}.$$

Primero multiplicamos los dos términos de la fracción por el conjugado del denominador. En este ejemplo, el conjugado del denominador es $(c - dj)$, y tenemos:

$$\frac{(a + bj)(c - dj)}{(c + dj)(c - dj)} = \frac{ac + adj + bjc - bdj^2}{c^2 - (dj)^2}$$

y como

$$j^2 = -1,$$

nos queda:

$$\begin{aligned} \frac{ac + adj + bjc - bd(-1)}{c^2 - d^2(-1)} &= \frac{ac + db + (ad + bc)j}{c^2 + d^2} = \\ &= \underbrace{\frac{ac + bd}{c^2 + d^2}}_{\text{real}} + \underbrace{\frac{ad + bc}{c^2 + d^2}}_{\text{imaginaria}} j. \end{aligned}$$

Nota.—Para hallar el módulo de cualquier complejo, se halla haciendo la raíz cuadrada de la suma del cuadro de la parte real y de la parte imaginaria, de acuerdo con el teorema de Pitágoras.

EJERCICIOS CON NUMEROS COMPLEJOS

1. Hallar el valor de los números imaginarios j^2 , j^3 y j^4 .
Sol.: Ver texto.
2. Sumar $(4 + 6j) + (2 + 5j)$.
Sol.: $6 + 11j$.
3. Hacer las siguientes operaciones: $(2 + 4j) - (-5 + 6j)$; $(2 + 5j) \cdot 2j$; $(2 - 5j) \cdot (1 - j)$.
Sol.: $7 - 2j$; $-10 + 2j$; $7 - 7j$.
4. Hacer las operaciones siguientes: $(2 - 4j) - (-5 - 6j)$; $(2 + 4j) \cdot (2 - 4j)$; $(2 + 6j) - (5 + 2j) + (3 + 2j)$.
Sol.: $7 + 2j$; 20 ; $0 + 6j$.
5. Hacer las operaciones $(2 + 2j) \cdot (2 + j)$; $\frac{2 + 2j}{2 - j}$.
Sol.: $2 + 6j$; $\frac{2}{5} + \frac{6}{5}j$.
6. Hallar el módulo y la tangente de $(4 + 3j)$.
Sol.: $m = 5$; $tg = \frac{3}{4}$.
7. Hacer las siguientes operaciones: $\frac{2 + 2j}{2 - 5j}$; $(4 - 6j) \cdot (2 + 6j)$.
Sol.: $-\frac{6}{29} + \frac{14}{29}j$; $44 + 12j$.
8. Hacer las siguientes operaciones: $2j + (4 - 6j) - (-2 - 5j)$.
Sol.: $6 + j$.

EJERCICIOS CON NÚMEROS COMPLEJOS

9. Hacer la multiplicación $(2j + 4) \cdot 5$.
Sol.: $20 + 10j$.

10. Hallar el módulo y las tangentes de $(-3 - 4j)$.
Sol.: $m = 5$; $\text{tag} = \frac{4}{3}$

11. Hacer las siguientes operaciones: $\frac{2 + 6j}{2 + j}$; $\frac{2 + j}{2 - j}$.
Sol.: $2 + 2j$; $\frac{3}{5} + \frac{4}{5}j$.

12. Hallar el módulo y el argumento de $(3 - 4j)$.
Sol.: $m = 5$ y $\text{tag} = -\frac{4}{3}$. El ángulo habría que buscarlo en una tabla de tangentes.

13. Hacer las siguientes operaciones: $\frac{2 + 5j}{2 + 5j}$; $(2 - j) \cdot j$.
Sol.: $\frac{17}{20} - \frac{1}{20}j$; $-1 - 2j$.

14. Hallar el módulo y la tangente de $(3 + 6j)$.
Sol.: $m = 6.4$. $\text{Tag} = \frac{6}{3} = 2$.

PROBLEMAS

Sabemos por experiencia que un problema sin solución no ayuda nada a los estudiantes que no tienen profesor. Por ellos proponemos estos problemas con soluciones.

Estos problemas también son útiles para la enseñanza común, pues así no es necesario utilizar el tiempo de la clase a dictar problemas. Para los alumnos es también cómodo, pues sólo tienen que anotar el número.

Tanto si uno se va a dedicar al cálculo como si no, los problemas son de gran utilidad teórica, pues nos obligan a repasar la asignatura y a profundizar en cuestiones que, sin hacer problemas, pasamos por sabidas.

Núm. 1. Un instrumento musical emite sonido entre los 40 y 8.000 ciclos por segundo. ¿Entre qué longitudes de onda están comprendidos dichos sonidos?

Sol.: 8,5 m y 4,25 cm.

Núm. 2. Una antena tiene como constantes una inductancia L de 50 μH y una capacidad C de 200 μF . Decir a qué frecuencia y a qué longitud de onda es resonante dicha antena.

Sol.: 1.592 Kc/s y 188,5 m.

Núm. 3. Un amperímetro térmico marca 0,4 A. Si la corriente que medimos es alterna. ¿Cuál es su valor máximo? ¿Cuál es su valor medio?

Sol.: $I_{\text{máx}} = 0,56 \text{ A}$; $I_{\text{med}} = 0,35 \text{ A}$.

PROBLEMAS

Núm. 4. Una bobina tiene una $R = 10 \Omega$. $L = 0,5$ h, si por ella circula una corriente de 2 A, se pide calcular: 1.º Tensión en los bornes de la bobina. 2.º Impedancia de la bobina. 3.º Valor del coseno del ángulo de desfaseamiento entre la tensión aplicada y la corriente que circula por el circuito. Frecuencia de la corriente: 100 c/s.

Sol.: 1.º 630 V. 2.º $Z = 315 \Omega$. 3.º Coseno = 0,03.

Núm. 5. Una bobina tiene $R = 10 \Omega$. $X_L = 8 \Omega$. Si la conectamos a una tensión de 60 V, decir qué intensidad circulará por el circuito y el coseno de desfaseamiento entre la tensión aplicada y la corriente.

Sol.: $I = 4,6$ A. Coseno = 0,6.

Núm. 6. Tenemos un condensador de $20 \mu\text{F}$ y una bobina de $0,06 \mu\text{h}$. Si estos elementos pertenecen a un circuito, ¿qué frecuencia podemos sintonizar con dicho circuito?

Sol.: 143 Mc/s.

Núm. 7. Estamos recibiendo una frecuencia de 2.000 Kc/s. La capacidad que tenemos es de $35 \mu\text{F}$. ¿Cuál será la inductancia del circuito?

Sol.: $180 \mu\text{h}$.

Núm. 8. Una bobina tiene $L = 0,1$ h. Si le aplicamos una tensión alterna de 50 c/s, la intensidad que recorre la bobina es de 2 A, cuando la tensión es de 120 V. ¿Cuál es la resistencia óhmica de la bobina?

Sol.: 51Ω .

Núm. 9. Hallar la frecuencia de una corriente de 2 A que circula por una bobina de $L = 0,5$ h, $R = 10 \Omega$, a una tensión de 120 V.

Sol.: $f = 18$ c/s.

Núm. 10. Si tenemos dos bobinas: L_1 de $50 \mu\text{h}$ y L_2 de $100 \mu\text{h}$, calcular: 1.º La inducción mutua teórica máxima. 2.º Supuesto M máx, calcular L total de las dos bobinas acopladas en serie, según estén devanadas en el mismo sentido o en sentidos opuestos. 3.º Supuesto $M = 0$, calcular la L total de las dos bobinas si las conectamos en paralelo.

Sol.: 1.º $70 \mu\text{h}$. 2.º 290 y $10 \mu\text{h}$. 3.º $33,3 \mu\text{h}$.

Núm. 11. Conectamos un condensador a una tensión alterna de 50 c/s y 10 V. Calcular la intensidad de la corriente y el desfase que tiene con la tensión aplicada. $C = 10 \mu\text{F}$.

Sol.: 0,38 A y 90° adelantada.

Núm. 12. Tenemos un circuito serie formado por una $L = 1 \text{ h}$, $R = 20 \Omega$ y $C = 10 \mu\text{F}$. Conectamos el circuito a una tensión de 120 V y 1.000 c/s. Calcular: 1.º Las reactancias de la bobina y del condensador. 2.º La Z total del circuito. 3.º Las tensiones en los bornes de L y C . 4.º Cosenos del ángulo de desfase entre la tensión aplicada y la corriente que recorre el circuito.

Sol.: 1.º $X_L = 6.280 \Omega$. $X_C = 15,83 \Omega$. 2.º $Z = 6.265 \Omega$. 3.º $I = 0,02 \text{ A}$. $V_L = 125 \text{ V}$ y $V_C = 0,3 \text{ V}$. 4.º $\cos = 0,003$.

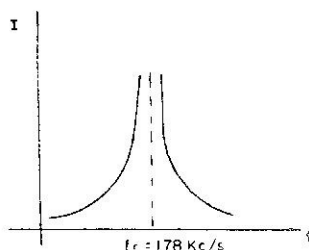
Núm. 13. ¿Qué valores tendríamos que dar a las respuestas del problema anterior, si el ángulo de desfase entre la tensión aplicada y la corriente del circuito fuera cero grados?

Sol.: $\cos = 1$; luego $Z = R$, que significa que $X_L = X_C$; es decir, estamos en la resonancia $fr = 50 \text{ c/s}$.

$X_L = X_C = 314 \Omega$. $Z = 20 \Omega$. $I = 6 \text{ A}$. $V_L = V_C = 1.884 \text{ V}$. $\cos = 1$.

Núm. 14. Suponemos un circuito serie formado por una bobina ideal que no tiene R y de $L = 200 \mu\text{h}$, y un condensador de $C = 0,004 \mu\text{F}$. 1.º Dibujar la curva de la intensidad en función de la frecuencia. 2.º Calcular las tensiones en los bornes de la bobina y del condensador a la frecuencia de 100 Kc/s y $V = 60 \text{ V}$.

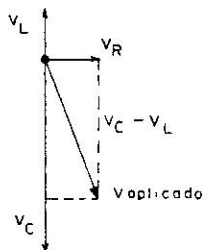
Sol.: $fr = 178 \text{ Kc/s}$. $V_L = 27 \text{ V}$. $V_C = 88 \text{ V}$.



PROBLEMAS

Núm. 15. Tenemos un circuito serie formado por $L = 0,001$ h, $C = 0,0003$ μ F y $R = 50$ Ω . Alimentamos el circuito con una tensión de 5 mV a una frecuencia de 100 Kc/s. Se pide: 1.º La intensidad que recorre el circuito. 2.º Hallar la diferencia de potencial entre los extremos de la bobina, del condensador y de la resistencia. 3.º Potencia disipada en el circuito. 4.º Diagrama vectorial de las tensiones.

Sol.: 1.º 1 μ A. 2.º $V_L = 62,8$ μ V. $V_C = 5.238$ μ V. $V_R = 50$ μ V. 3.º $P = I^2 \cdot R = E \cdot I \cdot \cos \alpha = 50$ μ V.



Núm. 16. Aplicando el teorema de Thevenin, hallar la tensión en R_L . Figura 1.

Cortando por A y B nos queda el circuito, figura 2, y con un voltímetro puesto en A y B mediremos $V_{AB} = 2.40 = 80$ V, y con un óhmetro en A y B, dejando abierto el generador de corriente, mediremos 40 Ω .

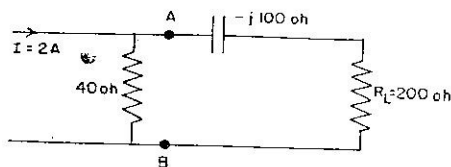


Fig. 1.

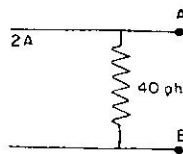


Fig. 2.

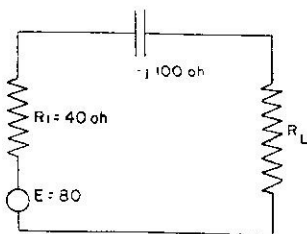


Fig. 3.

De acuerdo con esto podemos dibujar el circuito equivalente, según la figura 3, y que podemos resolver con facilidad por tratarse de un circuito serie con R y C .

$$I = \frac{80}{80 + 200 - j 100} = \frac{80}{\sqrt{(80 + 200)^2 + 100^2}} = 0,27 \text{ A.}$$

$$V_{RL} = 0,27 \cdot 200 = 54 \text{ V.}$$

Núm. 17. Aplicando el teorema de Thevenin, hallar la tensión en R_L .
Figura 1.

Cortando por A y B nos queda a su izquierda la figura 2, en la cual tenemos:

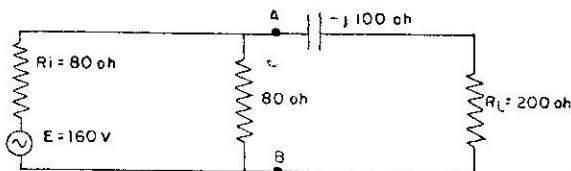


Fig. 1.

$$I = \frac{160}{80 + 80} = 1 \text{ A;}$$

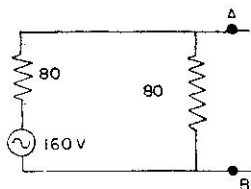


Fig. 2.

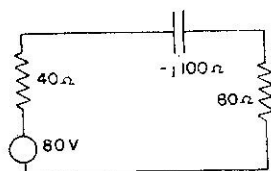


Fig. 3.

luego

$$V_{AB} = 1 \cdot 80 = 80 \text{ V.}$$

Si ponemos el generador en cortocircuito por ser de tensión y colocamos un óhmetro en los puntos A y B , tendremos las dos resistencias de 80Ω en paralelo y el aparato marcará 40Ω . Lecturas que nos permiten dibujar el circuito equivalente, según la figura 3, y que es idéntico del circuito equivalente del núm. 16; por ello, la solución es $V_{RL} = 54 \text{ V}$.

PROBLEMAS

Núm. 18. Aplicando el teorema de Thevenin, hallar la tensión en R_L .
Figura 1.

Cortando por A y B medimos con un voltímetro en dichos puntos y de acuerdo con la figura 2.

$$V = 2 \cdot \frac{80}{2} = 80 \text{ V},$$

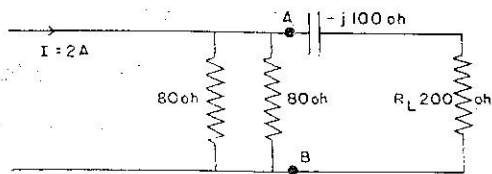


Fig. 1.

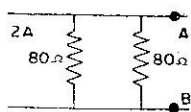


Fig. 2.

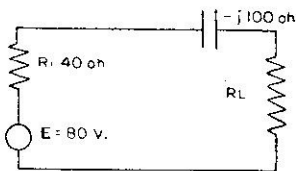


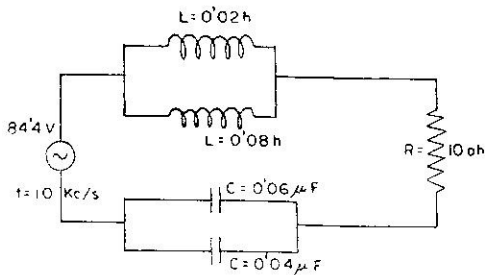
Fig. 3.

y con un óhmetro, dejando el generador en circuito abierto por ser de corriente, mediremos

$$R = \frac{80}{2} = 40 \Omega,$$

por tanto, nos queda el circuito 3 equivalente y que es idéntico a los circuitos 16 y 17, y por ello tenemos como solución $V_{RL} = 54 \text{ V}$.

Núm. 19. Teniendo el circuito de la figura, con los datos que se indican en el mismo, calcular: 1.º La corriente que sale y entra en el



generador de alimentación. 2.º Las intensidades que circulan por cada elemento del circuito. 3.º Tensiones en los bornes de cada elemento del circuito.

Sol.: Se hace la L total y la C total y tenemos un circuito serie sencillo y equivalente al circuito original.

1.º I total = 100 mA. 2.º $I_R = I$ total = 100 mA. $I_{L_1} = 80$ mA. $I_{L_2} = 20$ mA. $I_{C_1} = 40$ mA e $I_{C_2} = 60$ mA. 3.º $V_R = 1$ V. $V_{L_1 L_2} = 104$ V; $V_{C_1 C_2} = 16$ V.

Núm. 20. Deseamos alimentar los filamentos de 6 lámparas de 6,3 V y 0,4 A cada lámpara. Tenemos una tensión de 100 V. ¿Qué tendremos que hacer para montar los filamentos de dichas válvulas en serie o en paralelo? 2.º Decir de qué manera se ahorra potencia.

Sol.: En serie, una R de 155,5 Ω . En paralelo, se coloca en serie con el conjunto una R de 38 Ω . 2.º Interesa en serie.

Núm. 21. Si incrementamos el voltaje de un triodo 4 V, el de placa se incrementa 80 V para I_b constante. Hallar el factor de amplificación de la válvula.

Sol.: 20.

Núm. 22. Supuesta constante la tensión de rejilla de un triodo, si aumentamos la tensión de placa 40 V, I_b aumenta 20 mA. Decir cuál es la resistencia interior de la válvula.

Sol.: 2.000 Ω .

Núm. 23. Una bobina tiene $L = 100$ μ h y se conecta en serie con otra L de 240 μ h. Si medimos la L total resulta ser 1,46 μ h. Hallar: 1.º La inductancia mutua. 2.º El coeficiente de acoplamiento. 3.º Decir qué L mediríamos si se invierten las conexiones de las bobinas.

Sol.: 1.º 169 μ h. 2.º $K = 1$. 3.º 678 μ h.

Núm. 24. Un condensador tiene $C_{\text{máx}} 350$ μ F y $C_{\text{mín}} 20$ μ F. La bobina y demás conexiones tienen una C distribuida de 20 μ F. Hallar la L necesaria para sintonizar 530 Kc/s. Supuesta ésta la mínima frecuencia, ¿qué frecuencia máxima podemos sintonizar con la bobina hallada?

Sol.: La C distribuida se considera como un C en paralelo con la bobina; por tanto, supuesto un circuito tanque, esta C se suma a la del condensador variable y tenemos $L = 240$ μ h y $f_{\text{máx}} = 1.670$ Kc/s.

PROBLEMAS

Núm. 25. Si aplicamos al diodo una tensión alterna entre sus placas en lugar de una continua, y el T de esta tensión es muy grande con respecto al tiempo de tránsito de los electrones del cátodo a la placa, ¿qué forma tendrá la onda de salida en función del tiempo? Dibujarla.



Núm. 26. Un triodo tiene de $\mu = 8$. La corriente de placa $I_b = 10$ mA. Cuando $E_b = 250$ V y $E_{cg} = -15$ V, calcular la corriente que existirá para $E_b = 200$ V y $E_{cg} = -5$ V.

Sol.: 16 mA.

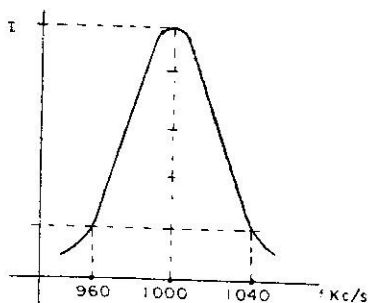
Núm. 27. Un condensador de mica tiene un factor de potencia (pérdidas) de 0,0005 y una $C = 0,001$ μ F. Calcular las resistencias en serie o paralelo equivalentes (resistencia de pérdidas), según la frecuencia sea de 1.000 o 100.000 c/s.

Sol.: 80 Ω , 0,8 Ω en serie y $3,3 \cdot 10^8 \Omega$ y $3,3 \cdot 10^6$ en paralelo.

Núm. 28. Una bobina de L 150 μ h y un $Q = 85$ para $f = 1.000$ Kc/s. Hallar la C requerida para lograr resonancia a la f mencionada. Calcular después el Q del circuito, si el condensador tiene un factor de pérdidas de 0,0001.

Sol.: $C = 168$ μ F. La R del circuito es de 100 Ω , y como la R de pérdidas equivalente es despreciable, el Q , prácticamente, no varía.

Núm. 29. Un circuito serie resuena a 1.000 Kc y tiene una L de 150 μ h y $Q = 75$. Calcular y representar la I que circula cuando apli-



camos la tensión de 1 V. Dibujar la curva señalando la I en las frecuencias que se alejan 40 Kc/s de fr .

Sol.: $I_r = 0,08$ A. I a 40 Kc/s = 0,014 A.

Núm. 30. Un triodo trabaja con $E_b = 275$ V. Factor de amplificación = 10. ¿Qué tensión de rejilla será necesaria para que la corriente I_b se reduzca a cero?

Sol.: — 27,5 V.

Núm. 31. Explicar por qué si aumentamos la tensión de placa disminuye la corriente de rejilla.

Sol.: Para que haya corriente de rejilla, ésta tiene que ser positiva, y tendremos corriente de placa y de rejilla; la suma de ambas es la que sale del cátodo. Si aumentamos el potencial de placa, aumentamos el campo en este sentido, y si los electrones que salen del cátodo son los mismos, a la placa irán más y, por tanto, a la rejilla irán menos.

Núm. 32. Una válvula trabaja: 1.º con $E_{cg} = -20$ V y E_b 200 V. $I_b = 27$ mA. 2.º E_b 200 V, $E_{cg} = -18$ V e $I_b = 30$ mA. 3.º E_b 150 V, $E_{cg} = -18$ V, I_b 27 mA. Hallar R_i , gm y μ .

Sol.: $R_i = 16.666 \Omega$. $gm = 0,0015$ mohos. $\mu = 25$.

Núm. 33. Un circuito serie de $L = 185$, y que el condensador no tiene pérdidas, está en resonancia. Calcular el ancho de banda para la cual la respuesta del circuito es por lo menos el 70,7 por 100 de la respuesta a fr . $Q = 200$ y $fr = 1.000$ Kc/s.

Sol.: 2,5 Kc/s a cada banda y 5 Kc/s el ancho total.

Núm. 34. Hacer como ejercicio la siguiente cuestión. Teniendo en cuenta las curvas características de un triodo, calcular por las mismas gm , R_i y μ de la válvula a que hacen referencia.

Núm. 35. Una tensión alterna de 400 V y 200.000 c/s se aplica a un circuito formado por una $L = 200 \mu h$ en paralelo con un $C = 0,002 \mu F$. Si la bobina tiene una R de 10 Ω , hallar la intensidad en la rama de la bobina y del condensador. Hacer lo mismo a la frecuencia de resonancia. En este caso, hallar la I exterior o total.

Sol.: $I_C = 1$ A. $I_{LR} = 1,6$ A. $fr = 25.000$ c/s. $I_{rex} = 0,06$ A. $I_L = I_C$ en resonancia = $Q \cdot I_{ex} = 3,9$ A.

PROBLEMAS

Núm. 36. Tenemos dos bobinas acopladas por $M = 0,01$ mh. Por la primera circula una corriente de 5 A a la f de 1.000 Kc/s. ¿Qué tensión induce la primera bobina sobre la segunda?

Sol.: 314 V.

Núm. 37. Una bobina induce sobre otra una tensión de 10 V a la M de acoplo de 0,1 mh, y a la $f = 500$ Kc/s. ¿Qué intensidad recorre la primera bobina?

Sol.: 0,032 A.

Núm. 38. El filamento de una válvula consume 0,4 A cuando se le aplican 6,3 V. Para alimentar dicha válvula disponemos de una pila que tiene escrito 24 V 2 Ω . ¿Cómo nos arreglaríamos para alimentar la válvula y qué potencia total sacamos de la pila?

Sol.: 42,5 Ω . $P = 9,6$ W.

Núm. 39. Al primario de dos circuitos acoplados le aplicamos una tensión de 120 V eficaces. $M = 10$ μ h. Ambos circuitos son iguales y tienen $C = 100$ μ F, $L = 40$ μ h y $R = 10$ Ω . Si la f de la tensión aplicada es la resonancia de los circuitos, calcular las corrientes que circulan por ambos circuitos.

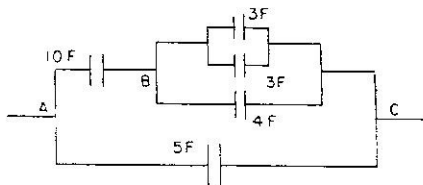
Sol.: $I_1 = 48$ mA e $I_2 = 0,74$ A.

Núm. 40. Tenemos un circuito $R = 1$ Ω , $L = 2 \cdot 10^{-8}$ h y $C = 18 \cdot 10^{-10}$ F. Al circuito le aplicamos una tensión de 6 V a fr del circuito. Hallar: 1.º fr . 2.º Intensidad que circula por la rama de L y por la rama de C . Hallar la I de alimentación (exterior). 3.º Hallar Q .

Sol.: $Q = 10/3$. $I_L = I_C = 1,8$ A. $I_{ex} = 0,54$.

Núm. 41. Hallar la C total del esquema de la figura.

Sol.: 10 faradios.



Núm. 42. Si en los extremos A y C , en el problema anterior aplicamos una diferencia de potencial de 100, decir qué carga toma el condensador de 4 faradios. Para hacer este problema sólo es necesario utilizar la expresión $Q = C \cdot V$.

Sol.: 200 Q (culombios).

Núm. 43. Un circuito resonante serie de $Q = 200$, $f_r = 800$ Kc/s y $L = 185 \mu\text{h}$, se calcula para tener un ancho de banda hasta que la intensidad decaiga al 70,7 por 100 del valor de la I_r . ¿Cuál es ese ancho de banda?

Sol.: 4 Kc/s.

Núm. 44. En un circuito resonante serie $f_r = 1.000$ Kc/s. Cuando la frecuencia difiere 10 Kc/s de la resonancia, la intensidad cae el 50 por 100 de la resonancia. Hallar el Q del circuito.

Sol.: $Q = 86,6$.

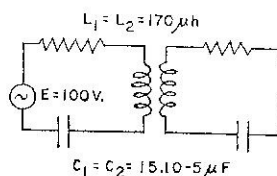
Núm. 45. Tenemos una válvula de $\mu = 4,2$, $R_i = 2.100 \Omega$, y otra de $\mu = 12$ y $R_i = 5.000 \Omega$. Desde el punto de vista de la sensibilidad, ¿cuál de estas dos válvulas es preferible?

Sol.: $gm_1 = 2 \cdot 10^{-3}$ y $gm_2 = 2,4 \cdot 10^{-3}$, luego la segunda válvula es más sensible que la primera.

Núm. 46. Un pentodo opera con la rejilla ligeramente positiva, de modo que tenemos una pequeña corriente de rejilla. Observamos que la corriente de rejilla es independiente de la tensión de placa, a no ser que ésta baje mucho.

Sol.: En los pentodos, la placa y la rejilla quedan blindadas y apantalladas por las rejillas pantalla y supresora. Ver texto.

Núm. 47. Tenemos dos circuitos idénticos acoplados según mostramos en la figura. Q de ambos circuitos = 100, coeficiente de acopla-

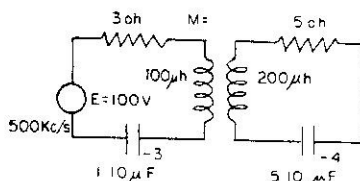


PROBLEMAS

miento $K = 0,001$. 1.º Hallar M entre ambos circuitos. 2.º Hallar el valor de la frecuencia, para la cual la corriente en el secundario y en el primario son máximas. 3.º Valor de la resistencia en cada circuito. 4.º Valores de las corrientes en ambos circuitos. 5.º Rendimiento del acoplo.

Sol.: $M = 0,17 \mu\text{h}$; $f_r = 10^6 \text{ c/s}$; $R = 10 \Omega$; $I_1 = 10 \text{ A}$; $I_2 = 0,8 \text{ A}$, rendimiento, y $\mu = 80$ por 100.

Núm. 48. Tenemos dos circuitos acoplados según la figura. La frecuencia propia de cada circuito es de 500 Kc/s . $M = 0,1$. Hallar: 1.º El aumento de resistencia del primario. 2.º Corriente en ambos circuitos.



3.º Potencia en ambos circuitos. 4.º Determinar M crítica y, en estas condiciones, los valores correspondientes a las intensidades y potencias en ambos circuitos.

Sol.: 1.º $R_r = 0,02 \Omega$. 2.º $I_1 = 33,3 \text{ A}$. $I_2 = 2,1 \text{ A}$. 3.º $P_1 = 3.333 \text{ W}$. $P_2 = 22 \text{ W}$. 4.º $M = 1,23 \mu\text{h}$. $I_1 = 16,6 \text{ A}$. $I_2 = 13,6 \text{ A}$. $P_1 = 830 \text{ W}$. $P_2 = 830 \text{ W}$, rendimiento $0,5 = 50$ por 100.

Núm. 49. La tensión en placa de un triodo es de 200 V . $E_{cg} = -5 \text{ V}$, $\mu = 20$ y $R_i = 20.000 \Omega$. Supuesto $A = 0$, hallar I_b .

Nota.—Supuestas las características rectas paralelas, la fórmula general del triodo, de Langmuir, puede escribirse:

$$R_i \cdot I_b = E_{cg} + E_{efectiva} - A.$$

A es una constante que es aproximadamente igual a la tensión de placa E_b de la recta que pasa por el punto $I_b = 0$ y $E_{cg} = 0$.

Sol.: $0,005 \text{ A}$.

Núm. 50. ¿Cuál sería la intensidad en el problema anterior, si colocamos una resistencia de 10.000Ω entre la placa y la batería? (R de carga).

Sol.: $0,003 \text{ A}$.

Núm. 51. La transconductancia de una válvula es 2.000 micromohos y $\mu = 40$. Decir cuál es su resistencia interior.

Sol.: $R_i = 20.000 \Omega$.

Núm. 52. A un circuito serie y a la frecuencia de resonancia del circuito aplicamos una tensión E cuyo valor deseamos hallar, sabiendo que la corriente del circuito es I_0 , pero que si agregamos una R' conocida, la corriente baja a I' . Hallar la expresión para determinar E en función de I_0 , I' y R' .

Sol.:
$$E = \frac{I' R' I_0}{I_0 - I'}$$

Nota.—Al añadir una R , las condiciones de resonancia no varían.

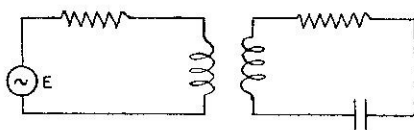
Núm. 53. Si observamos un condensador variable, vemos que no tiene la forma de semicírculo, si bien de esta forma la frecuencia varía prácticamente de manera lineal. Explicar por qué se hacen así.

Sol.: Porque la frecuencia no varía según C , sino según \sqrt{C} .

Núm. 54. Tenemos un circuito que cuando lo sintonizamos 5 Kc/s a un lado de la fr la intensidad es el 70,7 % de la que recorre en resonancia. Hallar el Q de dicho circuito a $fr = 50$ Kc/s, $fr = 500$ Kc/s, $fr = 5.000$ Kc/s y $fr = 50.000$ Kc/s.

Sol.: $Q' = 5$; $Q'' = 50$; $Q''' = 500$; $Q'''' = 5.000$.

Núm. 55. Hallar I_2 en el circuito secundario de la figura. $E = 10$ V a $f = 79,6$ Kc/s, $R_1 200 \Omega$, $R_2 40 \Omega$, $L_1 800 \mu h$, $L_2 200 \mu h$, $M 150 \mu h$, $C_2 1.000 \mu F$. (Suponer que la R reflejada y la X reflejada son despreciables.)



Sol.: $I_2 = 0,84$ A.

Núm. 56. Un circuito tiene $Q = 70$, $L = 150 \mu h$ y está en resonancia a $fr = 1.000$ Kc/s. Decir cuál será la impedancia de dicho circuito para una frecuencia que se aleja 60 Kc/s de fr .

Sol.: 8.000Ω .

PROBLEMAS

Núm. 57. Dos circuitos acoplados fuertemente y funcionando con oscilaciones libres tienen dos frecuencias de máxima intensidad a 1.500 y a 1.250 Kc/s. $L_1 = 40 \mu\text{h}$ y $L_2 = 350 \mu\text{h}$. Hallar M , C_1 y C_2 .

Sol.: $K = 0,18$, $M = 18 \mu\text{h}$, $C_1 = 338 \mu\text{F}$ y $C_2 = 56 \mu\text{F}$.

Núm. 58. Un condensador señala F de $P = 0,0005$ y $C = 25 \mu\text{F}$. La corriente que recorre el circuito es de 200 A eficaces a la f de 25 Kc/s. Calcular la potencia disipada en el condensador.

Sol.: 4.800 W.

Núm. 59. Una válvula podría ser un pentodo con la rejilla supresora unida al cátodo o bien un tetrodo. ¿Cómo sabremos si es pentodo o tetrodo con un ensayo eléctrico?

Sol.: Si al aumentar el voltaje la intensidad aumenta, es pentodo, y si al aumentar el voltaje llega un momento en que la I disminuye, es tetrodo. Ver teoría.

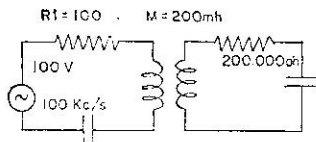
Núm. 60. Necesitamos un circuito oscilante para trabajar en 500 Kc/s con las siguientes características: $Q = 20$, $Z = 18.000 \Omega$ (en paralelo). Hallar L , C , R del circuito. Si el condensador lleva escrito F de $P 0,0004$, calcular las pérdidas del condensador si aplicamos al circuito 1.000 V eficaces.

Sol.: $L = 280 \mu\text{h}$. $R = 49 \Omega$. $C = 360 \mu\text{F}$. Pérdidas = 0,5 W.

Núm. 61. Tenemos dos bobinas: $L_1 = L_2 = 200 \mu\text{h}$, que están acopladas inductivamente por $M = 50 \mu\text{h}$. El Q de cada bobina es igual a 100. Supuesta la segunda bobina en cortocircuito, hallar: 1.º La resistencia y la reactancia reflejada a $f = 600$ Kc/s. 2.º R y X totales del circuito primario, teniendo en cuenta la Z reflejada.

Sol.: $R_1 = 7,5 \Omega$. $X_1 = j753,6 \Omega$. $R_{re} = 2,5 \Omega$. $X_{re} = 45 \Omega$ capacitativa. R_1 total = $7,5 + 2,5 = 10 \Omega$. X total = $j753 - j45 = j708 \Omega$. El Q de la L_1 , después del acoplamiento, $Q' = 753/10 = 75,3$.

Núm. 62. Tenemos los circuitos de la figura con los valores que se



señalan. Señalar la resistencia reflejada sobre el primario, supuestos los dos circuitos en resonancia a 100 Kc/s. Calcular I_1 e I_2 .

Sol.: $R_r = 80.000 \Omega$. $I_1 = 1,25$ mA. $I_2 = 0,7$ mA.

Núm. 63. Tenemos una válvula de $\mu = 10$, $R_i = 5.000 \Omega$. Se aplica a la rejilla una tensión alterna de 2 V y colocamos una R de carga de 10.000Ω . La polarización de la rejilla es tal que la rejilla ni se hace positiva ni se corta la válvula. Hallar I_{al} , E_{al} , amplificación de la válvula.

Sol.: $I_{al} = 1,3$ mA. $E_{al} = 13$ V. $A = 6,5$.

Núm. 64. Tenemos 4 pasos continuos de válvulas iguales de $\mu = 20$ y $R_i = 6.000 \Omega$. La ZL de cada válvula es un CO de $Q = 40$ y reactancia en la rama de la bobina $= 200 \Omega$. El circuito está en resonancia con la tensión aplicada. El acoplo entre los pasos se hace por condensador, en el que no hay pérdidas. Si a la rejilla de la primera válvula llega una tensión de 200 μ V, ¿qué tensión tendremos en la carga del último paso?

Sol.: $ZL = 8.000 \Omega$. $A = 11$. E_{al} final $= 3$ V.

Núm. 65. Tenemos dos circuitos iguales: $Q_1 = Q_2 = 80$; $L_1 = L_2 = 140 \mu$ h. Ambos circuitos están en resonancia a $f_r = 1.000$ Kc/s. Están acoplados inductivamente. Hallar: 1.º El K crítico. 2.º El valor I_2 cuando $M = 0$ y cuando M vale doble del crítico. Al primer circuito le aplicamos la tensión de un voltio.

Sol.: 1.º $K = 0,0125$. 2.º Si $M = 0$, $I_2 = 0$; $I_2 = 0,04$ A; $M_{cri} = 1,7 \mu$ h.

Núm. 66. Si en el problema anterior $K = 0,02$, ¿aparecerían dos crestas en el secundario? De ser así, ¿a qué frecuencias?, ¿cuáles serían aproximadamente las crestas de estas corrientes máximas?

Sol.: Como K crítico era 0,0125 y ahora es mayor, tendremos dos crestas a 990 y a 1.010 Kc/s. Según el problema anterior, la I en el crítico sería de 0,05 A; luego las crestas de estas frecuencias tendrían un valor aproximado, es decir, 0,05 A.

Núm. 67. Alimentamos un pentodo con 300 V y tenemos una corriente de placa de 40 mA. La corriente de rejilla pantalla es de 10 mA. En la carga tenemos una potencia útil de 4 W. Calcular la potencia consumida en la placa y el rendimiento del paso, teniendo en cuenta que la corriente consumida en el circuito de pantalla forma parte de la total consumida por la válvula.

Sol.: $P_t = 12$ W. $P_u = 3$ W. Rendimiento $= 20$ por 100.

Núm. 68. Tenemos dos válvulas amplificando en «push-pull», son iguales de $gm = 5 \text{ mA/V}$ y $Ri = 30.000 \Omega$. La tensión alterna de excitación de una rejilla es de 40 V. La RL de las válvulas es de 10.000Ω . Calcular la potencia útil.

Sol.: De acuerdo con el circuito equivalente $I_{al} = 0,17 \text{ A}$. $W_{al} = 129 \text{ W}$ ó 258 W , según los 40 V sean eficaces o amplitud.

Núm. 69. Tenemos un pentodo que acoplamos al paso siguiente por primario y secundario aperiódicos. $Ri = 50.000 \Omega$. $\mu = 20$. $L_1 = 3 \text{ mh}$. $L_2 = 5 \text{ mh}$. $M = 2 \text{ mh}$. $\omega = 10^7 \text{ radianes/s}$. Calcular la amplificación de la rejilla de esta válvula a la de la segunda.

Sol.: Como la R , rejilla de cátodo de la segunda válvula, es muy elevada, lo es la Z_2 ; por tanto, la Z reflejada es despreciable:

$$X_{L_1} = j3 \cdot 10^4; X_{L_2} = 5 \cdot 10^4 \Omega; M\omega = 2 \cdot 10^4; Z_L = 5,8 \cdot 10^4; A = 7.$$

Núm. 70. Tenemos una línea resonante con su extremo abierto. A esta línea conectamos un generador de R. F. ¿Cómo podremos saber la longitud de onda del generador si sólo disponemos de amperímetros y voltímetros capaces de medir tensiones y corrientes como las que hay en la línea?

Sol.: Por ser una línea abierta, tendremos ondas estacionarias; luego nos basta con buscar dos máximos de tensión seguidos, y la distancia entre ambos es media longitud de onda. Hubiera sido lo mismo buscar dos máximos consecutivos de corriente o, también, mínimos de tensión o corriente. Ver teoría.

Núm. 71. Lo mismo que el problema anterior, supuesta la línea en cortocircuito.

Sol.: El problema es idéntico, ya que tenemos ondas estacionarias.

Núm. 72. Tenemos dos válvulas amplificadoras acopladas por transformador: $a = 3$; μ de la primera = 40; $Ri = 50.000 \Omega$. La carga del secundario es la Z de rejilla a cátodo que consideramos infinita. $L_1 = 50 \text{ h}$. Hallar la ganancia de rejilla a rejilla para las frecuencias de 40, 100, 1.000, 10.000, 100.000 c/s.

$$\text{Sol.: } A = 30. \quad A = 63. \quad A = 120. \quad A = 120.$$

Nota.—Sabemos que cuando Z_L se hace mucho mayor que Ri , A se aproxima al coeficiente de amplificación, en el problema 40; después hay que multiplicar por a , relación de transformación.

Nota.—El transformador se utiliza cuando hay que adaptar impedancias, y en este caso Z_2 no es infinita y tenemos una R reflejada que se suma a la del primario y una reactancia capacitativa que es opuesta a la de la bobina y se anula, quedándonos entonces en el primario sólo R . Esto ocurre al acoplar el altavoz al último paso, etc. En el siguiente problema tenemos un ejemplo.

Núm. 73. Queremos amplificar una señal de un micrófono de carbón. El micrófono tiene una $R = 100 \Omega$. El circuito rejilla cátodo de la válvula amplificadora tiene una $R = 100.000 \Omega$, $\mu = 30$. La válvula trabaja sobre una carga resistiva $= 2 Ri$. La tensión que da el micrófono es de 0,01 V. Hallar la tensión que tendremos primero en la rejilla de la válvula. Segundo, en la carga.

Sol.: $a = 31,5$. $E_{ag} = 0,315$ V. $E_{al} = 6,3$ V.

Núm. 74. Tenemos una línea con el extremo en cortocircuito y tiene una longitud $= \lambda/4$. 1.º ¿Qué impedancia de entrada presenta dicha línea al generador? 2.º Lo mismo si tuviera el extremo abierto.

Sol.: 1.º Z grande resistiva, circuito tanque. 2.º Z pequeña, circuito serie resistiva. Repasar teoría.

Núm. 75. Lo mismo que el núm. 74, si la longitud de la línea fuera ligeramente superior a $\lambda/4$.

Sol.: 1.º Z capacitativa. 2.º Z inductiva.

Núm. 76. Lo mismo que el problema 74, si la longitud de la línea fuera ligeramente inferior a $\lambda/4$.

Sol.: 1.º Z inductiva. 2.º Z capacitativa.

Núm. 77. Dibujar el esquema equivalente a un generador de tensión de una válvula amplificadora. También, el equivalente con un generador de corriente.

Sol.: Ver teoría.

Núm. 78. En un transistor de unión la corriente del colector es el 95 por 100 de la corriente del emisor. La R de la base es de 500Ω , y la R de base del colector, de 500.000Ω . ¿Cuál es la ganancia de potencia?

Sol.: $\alpha = 0,95$ ganancia de corriente.

PROBLEMAS

$$G \text{ de tensión} = \frac{I \text{ salida} \times R \text{ salida}}{I \text{ entrada} \times R \text{ entrada}} = \frac{95 \times 500.000}{100 \times 500} = 950.$$

$$G \text{ de potencia} = \frac{P \text{ salida}}{P \text{ entrada}} = \frac{I^2 \text{ salida} \cdot R \text{ salida}}{I^2 \text{ entrada} \cdot R \text{ entrada}} = \alpha^2 \cdot \frac{R \text{ salida}}{R \text{ entrada}} = 900.$$

Núm. 79. En un transistor de unión la corriente que circula por el colector es el 98 por 100 de la que circula por el emisor. La R de salida del colector base es de 1.000.000 Ω , y la entrada del emisor base, 980 Ω . Hallar la ganancia de voltaje directo y la ganancia de P .

Sol.: G de $V = 1.000$, y G de $P = 980$.

Núm. 80. La impedancia de entrada de una antena de radar es de 250 Ω . Por medio de una línea de 250 Ω la conectamos a una R de 25 Ω , que está en el otro extremo de la línea en $\lambda/4$. ¿Qué Z vemos a la entrada de la línea en $\lambda/4$?

Sol.: $Z = 250^2/25 = 2.500 \Omega$.

Núm. 81. Un transistor con base a tierra o común trabaja con $V_c = -6$ V. Si la corriente del emisor cambia de 1 a 2 mA cuando I_c cambia de 1,5 a 2,46 mA. ¿Cuál es el valor de α ?

Sol.: $\alpha = 0,96$.

Núm. 82. Un oscilador con triodo lleva un CO en placa de $L = 60$ mh y $R = 10 \Omega$. $f = 1.000$ Kc/s. Hallar M y C necesarias para que la válvula oscile y se mantengan las oscilaciones. $\mu = 20$ y $gm = 10$ mA/V.

Sol.: $M = 3$ mh. $C = 0,5 \mu F$. $R_i = 2.000 \Omega$.

Núm. 83. Una válvula tiene escrito $\mu = 20$, $R_i = 30.000 \Omega$. En el circuito de placa hay una $R = 100.000 \Omega$. Aplicamos entre rejilla y cátodo una excitación de 0,001 V. Hallar la tensión máxima que obtenemos en la carga. Si sustituimos la R de carga por un circuito tanque de $L = 10 \mu h$, $R = 10 \Omega$ y $C = 1 \mu F$. Hallar la frecuencia a la cual obtenemos el máximo voltaje en la carga y decir cuál es éste.

Sol.: $E_{al} = 15$ mV. $f = 1.600$ Kc/s. $Z_r = 1.000 \Omega$. $E_{al} = 0,66$ mV.

Núm. 84. Un transistor con emisor común tiene $V_c = -8$ V. Si la base cambia de 100 a 150 microamperios cuando la corriente del colector cambia de 1,8 a 2,4 mA, ¿cuánto vale β ?

Sol.: $\beta = 600/50 = 12$.

Núm. 85. Un transistor trabaja con emisor común y tiene escrito $\alpha = 0,94$. Hallar β .

Sol.: $\beta = 15,6$.

Núm. 86. Si tenemos 4 válvulas a la salida de un emisor, ¿qué potencia radiaremos si con una sola radiáramos 200 W?

Sol.: 800 W.

Núm. 87. Si en el problema anterior la potencia a amplificar hubiera sido 0,8 mW. Expresar la ganancia en decibelios.

Sol.: 60 db.

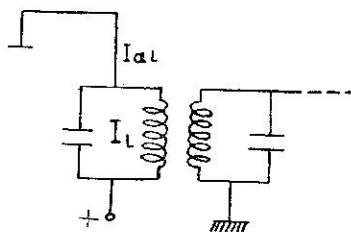
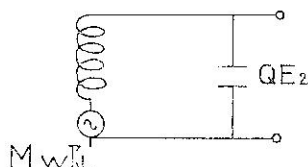
Núm. 88. Necesitamos un amplificador de tensión de 120 db (decibelios) y empleamos válvulas de $\mu = 20$ y $R_i = 4.000 \Omega$. La R_L de cada paso es de 5.000Ω . Si aplicamos la tensión de un micrófono de cristal a la primera válvula, ¿cuántas válvulas necesitamos (pasos) si la tensión del micrófono es de 0,01 mV?

Sol.: 10.

Núm. 89. La R_i de una lámpara es de 5.000Ω , su $gm = 2.000 \mu v$ (micromhos), $E_{ag} = 0,1$ V. En la placa tenemos un C. O. sintonizado a la fr de $Q = 30$. Calcular la potencia útil en dicho circuito, así como su X_L y R .

Sol.: Suponemos $Z_L = R_i$ y $P_u = 0,025$ mW. $X_L = j166 \Omega$. $R = 5,5 \Omega$.

Núm. 90. Una válvula tiene $R_i = 400 \Omega$ y $\mu = 10$. Lleva en placa un C. O. que acoplamos a otro C. O. también sintonizado a la $\omega r = 10$ radianes por segundo. $L_1 = L_2 = 100 \mu h$. $R_1 = R_2 = 10 \Omega$. Si excitamos la rejilla con $E_{ag} = 0,4$ V. Hallar la tensión que se induce en el circuito



PROBLEMAS

secundario. Hacer lo mismo suponiendo la $R_s = 2 \Omega$. En ambos casos, hallar la tensión en los bornes del condensador del secundario. M de acoplamiento = 10 μ h.

Sol.: Repasar teoría. El circuito primario es un circuito paralelo. El secundario es un circuito serie, como dibujos. Z reflejada = 1.000 Ω resistiva, pues estamos en resonancia.

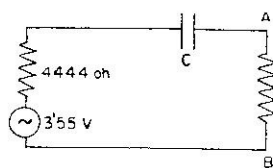
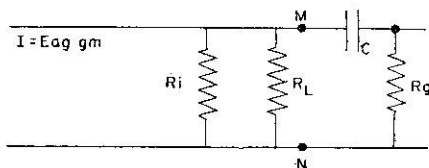
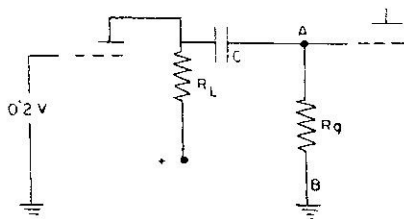
$$Z'_L = \frac{L^2 \omega^2}{R + Zr} = 1.000 \Omega.$$

$I_{al} = 0,8$ mA. $Q = 100$; $Q'_1 = 1$. $I_L = I_{al} \cdot Q' = 0,8$ mA. $E_2 = M\omega I_L = 80$ mV. $E_{C_2} = E_2 \cdot Q = 8$ V. Con 2 V sería similar.

Núm. 91. La potencia disipada en un triodo es de 200 W. El rendimiento en clase A es del 20 por 100, y en clase C, del 70 por 100. En ambos casos, decir cuál es la potencia útil. Si deseamos que la potencia de salida en clase C fuera la que teníamos en clase A, ¿qué potencia disipa la válvula si el rendimiento es del 70 por 100?

Sol.: $P_u = 50$ W. $P_u = 460$ W. $P_t = 250$ W. $P_t = 660$ W. $P_d = 21$ W.

Núm. 92. Tenemos el amplificador de la figura con los siguientes valores $\mu = 32$. $R_i = 8.000 \Omega$. $R_g = 700$ K Ω . $R_L = 10$ K Ω . $C = 10 \cdot 10^{-9}$ F. $E_{ag_1} = 0,2$ V. Calcular la amplificación de rejilla a rejilla a 40 c/s y a 10.000 c/s.



Sol.: A la rejilla de la segunda válvula llevamos la tensión que cae entre A y B , V_{AB} .

La segunda figura es el circuito equivalente al amplificador, al que aplicando el teorema de Thevenin por MN tenemos que la Z entre M y N que mediríamos será:

$$Z = \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} = 4.444 \, \Omega.$$

La tensión que mediríamos con un voltímetro puesto en M y N sería $V_{MN} = I \cdot Z = E_{ag} \cdot g_m Z = 3,55 \, \text{V}$, que permite dibujar la tercera figura, que es un fácil circuito serie cuya intensidad es $3,55/Z$, siendo $Z = \sqrt{(4.444 + 700.000)^2 + X_c^2}$; X_c , a 1.000 c/s, 15.000 Ω que podemos desprestigiar frente al otro sumando. A frecuencias superiores, con mayor motivo. En este caso, despreciando la reactancia del condensador y la resistencia de 4.444 Ω , vemos que sólo nos queda R_g ; luego toda la tensión cae en ella: $E_{ag_2} = 3,55 \, \text{V}$.

A 40 c/s la reactancia del condensador ya es elevada unos 400.000 Ω , y entonces tenemos que hallar la Z de la figura tercera, según indicamos antes:

$$Z = \sqrt{704.444^2 + 400.000^2} = 800.000 \, \Omega.$$

$$I = \frac{3,55}{800.000}.$$

$$V_{R_g} = I \cdot R_g = \frac{3,55}{800.000} \cdot 700.000 = 3,55 \cdot \frac{7}{8} = 3 \, \text{V}.$$

Es decir, a 40 c/s la cae la amplificación. Esto se evita poniendo un condensador mayor, etc.; si bien, como sabemos, las frecuencias bajas no pueden amplificarse.

Núm. 93. Un C. O. de $L = 0,15 \, \text{mh}$, $Q = 80$, se halla en la placa de una válvula osciladora de $R_i = 3.000 \, \Omega$ y $\mu = 12$. Hallar R y C del C. O. para la frecuencia de 1.000 Kc/s. Hallar la M necesaria para el mantenimiento de las oscilaciones.

Sol.: $R = 11,8 \, \Omega$. $C = 167 \, \mu\text{F}$; y $M = 17 \, \mu\text{h}$. $C = 167 \, \mu\text{F}$.

Núm. 94. Una válvula se satura cuando tiene una corriente de 0,1 A. Siendo $E_b = 400 \, \text{V}$. Si está trabajando en máxima potencia clase A, ¿qué potencia útil dará, según sea triodo o pentodo?

Sol.: Triodo, 5 W, y pentodo, 10 W.

PROBLEMAS

Núm. 95. Tenemos una válvula osciladora con C. O. en placa de $C = 10 \text{ mF}$, $L = 240 \text{ h}$ y $R = 10 \Omega$. La válvula tiene $\mu = 100$ y $R_i = 40.000 \Omega$. Calcular, M , mínimo para que oscile. En el acoplamiento, $K = 1$, decir cuánto vale L de rejilla.

Sol.: $M = 42,4 \mu\text{h}$. $L = 7,5 \mu\text{h}$.

Núm. 96. El último paso de un receptor es un pentodo de $R_i = 50.000 \Omega$, $g_m = 9 \text{ mA/V}$. $R_L = 7.000 \Omega$. $E_{ag} = 10 \text{ V}$. R del altavoz $= 5 \Omega$. $E_{ag} = 10 \text{ V}$. ¿Qué potencia tenemos en el altavoz si lo ponemos como carga de la válvula? ¿Qué tendremos que hacer para obtener la máxima potencia en el altavoz?

Sol.: Sabemos que para máxima potencia sin distorsión, $R_L = 2 R_i$; luego como 5Ω está muy alejado en valor de 50.000Ω , la potencia que obtendremos en el altavoz será prácticamente nula. Veámoslo:

$$I_{aL} = 90 \text{ mA.} \quad P = \frac{I_{aL}^2 \cdot R_L}{2} = 40 \text{ mW.}$$

Por tanto, el altavoz así no funciona bien.

Para obtener máxima potencia nos interesa que la válvula trabaje sobre una carga aproximadamente igual a $2 R_i$, o sea, 100.000Ω , y que el altavoz esté conectado a un generador de 5Ω aproximadamente. Esto se puede conseguir con un transformador que tenga un devanado de muchas espiras, que conectamos hacia la válvula, y otro devanado de unas espiras, que conectamos al altavoz.

$$a = \sqrt{\frac{5}{100.000}},$$

o también

$$\sqrt{\frac{100.000}{5}} = \frac{1}{141} \text{ ó } 141.$$

Este transformador es reductor de voltaje, ya que en el altavoz nos interesa la máxima intensidad. ¿Qué pasa con las reactancias del transformador? Repasar la teoría sobre la adaptación de impedancias. Estamos en el caso de circuitos acoplados; el secundario refleja sobre el primario una gran R que hace de R de carga. También refleja una gran reactancia, pero es capacitativa y anula la inductiva del primario. Esto

ocurre porque al ser pequeña la Z del secundario las magnitudes reflejadas son grandes.

$$I_a L = \frac{450 \cdot 10}{R_i + 2R_i} = 30 \text{ mA.} \quad P = 45 \text{ W.}$$

Esta salida no es práctica en su receptor, donde es buena salida, por ejemplo, 9 W. Pero el objeto era notar la necesidad de adaptación.

La potencia que hemos hallado ha sido en la carga; luego supuesto que el transformador no tiene pérdidas, sería la potencia en el altavoz.

También podemos hacer: $I_a L = 30 \text{ mA}$; luego en el altavoz tendremos $I_{\text{altavoz}} = 30$ por $141 = 4,23 \text{ A}$, y la potencia

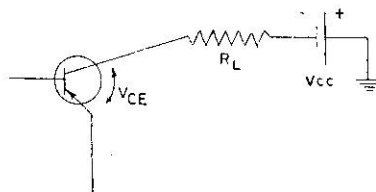
$$= \frac{423^2 \cdot 5}{2} = 45 \text{ W.}$$

Dividimos por 2, por suponer la excitación en valores máximos.

Núm. 97. Tenemos un montaje con base común $V_{CB} = -4,5 \text{ V}$. $I_E = 1 \text{ mA}$. $I_B = 38 \mu\text{A}$. Pero si $I_E = 2 \text{ mA}$, $I_B = 65 \mu\text{A}$. Hallar α . Si el montaje fuera con emisor común, ¿qué valor tendría β ?

Sol.: $\alpha = 0,97$. $\beta = 36$.

Núm. 98. Un transistor tiene las siguientes medidas: $V_{CE} = -5 \text{ V}$;



$I_B = 100 \mu\text{A}$; $I_C = 4 \text{ mA}$. En las mismas condiciones, para $V_{CE} = -10 \text{ V}$; $I_C = 4,5 \text{ mA}$. Hallar R_L .

Sol.: Suponiendo la figura tenemos:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L \quad (1); \quad V'_{CE} = V_{CC} - I'_C R_L \quad (2);$$

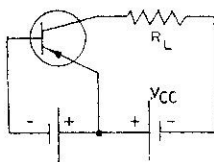
restando miembro a miembro nos queda

$$V_{CE} - V'_{CE} = R_L (I_C - I'_C).$$

$$R_L = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{5}{0,005} = 10.000 \Omega;$$

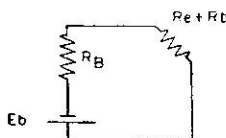
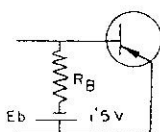
PROBLEMAS

Num. 99. Tenemos el transistor según la figura. $R_L = 1.000 \Omega$. $V_{CC} = -4,5 \text{ V}$. $I_B = 72 \mu\text{A}$. $I_C = 2 \text{ mA}$. Calcular V_{CE} .



Sol.: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L = 2,5 \text{ V}$.

Núm. 100. Para polarizar el emisor base, tenemos una batería de $1,5 \text{ V}$ y una R_B . Si $I_B = 80 \mu\text{A}$. Hallar R_B .



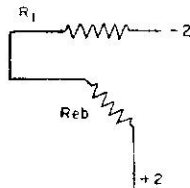
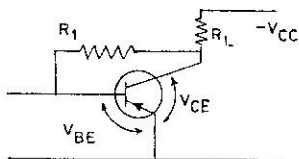
Sol.: Según la figura segunda, $R_e + R_b = R_{eb}$. $E_b = I_B R_B + I_B R_{eb}$.

$$I_B = \frac{E_b}{R_B + R_{eb}},$$

y como R_{eb} es muy pequeña, podemos despreciar su valor, y queda

$$R_B = \frac{E_b}{I_B} = 20.000 \Omega.$$

Núm. 101. Polarizamos un transistor según la figura (este montaje se utiliza muy poco y tenemos $V_{CC} = -4,5 \text{ V}$; $V_{CE} = -2 \text{ V}$; $I_C =$



$= 3 \text{ mA}$. $I_B = 80 \text{ } \mu\text{A}$. Se pide hallar el valor de R_1 , supuesta la R de entrada mucho más pequeña que R_1 .

Sol.: Supuesto según el enunciado y la segunda figura, que R_{eb} de entrada es pequeña, nos queda

$$R_B = \frac{2}{0,8} = 25.000 \text{ } \Omega.$$

Núm. 102. Repasar las leyes de Kirchoff y, una vez comprendidas, hallar los valores de E_1 , E_2 y $VA - VB$ en la figura 1.

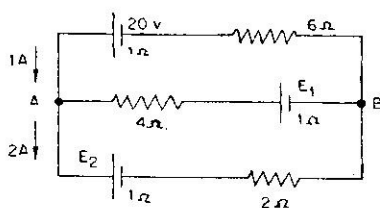


Fig. 1.

Sol.: Para resolver este problema tenemos en cuenta los siguientes detalles. 1.º Los sentidos de los campos E los tomamos según el verdadero sentido, es decir, del negativo al positivo.

2.º Dibujamos un esquema igual al enunciado, en el que señalamos una flecha con el signo +, que significa que todas las tensiones que tengan dicho signo las tomamos como positivas, y las que tengan signo contrario, como negativas (fig. 2).

3.º Los campos de las tensiones que caen en las resistencias los tomamos como positivos, si la corriente que pasa por las resistencias tiene el sentido de la flecha grande; si no, negativo.

4.º Dividimos la figura en dos mallas y hacemos la ecuación de cada malla (figs. 3 y 4).

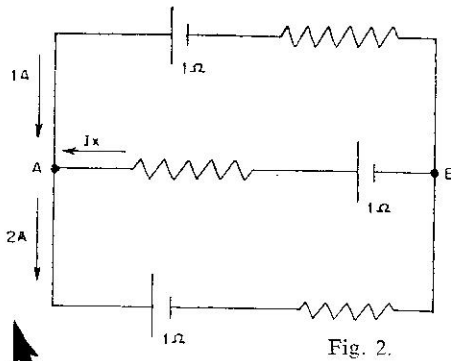
Resolviendo el nudo A tenemos que I_x tiene que ser 1 A, ya que, si salen dos amperios, tienen que entrar otros dos amperios.

Para resolver las mallas tenemos en cuenta que la suma de las fuerzas electromotrices es igual a la caída de tensión en las resistencias.

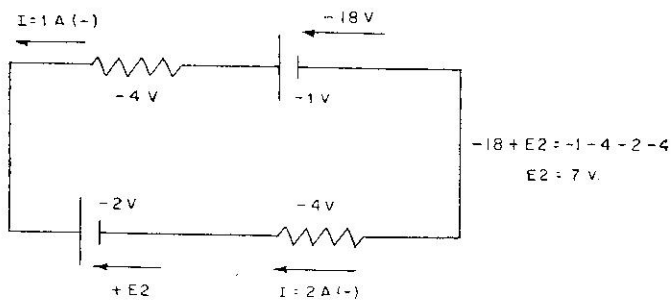
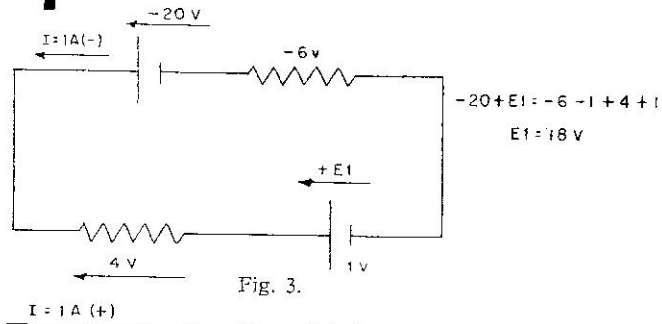
$$\begin{aligned} -20 + E_1 &= -6 - 1 + 4 + 1. \\ E_1 &= 18 \text{ V.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} -18 + E_2 &= -1 - 4 - 2 - 4. \\ E_2 &= 7 \text{ V.} \end{aligned}$$

PROBLEMAS



+



La tensión entre los puntos A y B será la de la pila de 18 V menos 4 V, que caen en la R de 4 Ω , y 1 V, que cae en la pila.

$$V_A - V_B = 18 - 5 = 13 \text{ V.}$$

Núm. 103. Hallar las intensidades que concurren en el nudo A de la figura 1.

Sol.: Como tenemos tres incógnitas, necesitamos tres ecuaciones. Una la tenemos en el nudo A . $I_3 = I_2 + I_1$ (1). Las otras dos las sacamos de las otras dos mallas, como en el ejemplo anterior de 1 y 2.

De la primera malla tenemos: $4 - 4 = 4I_1 + 2I_3 + 2I_1$ (2). De la segunda malla tenemos: $4 = 4I_2 - 2I_3$ (3).

Resolviendo las ecuaciones (1), (2) y (3) tenemos: $I_1 = 2/11 \text{ A}$; $I_2 = -8/11 \text{ A}$, e $I_3 = -6/11 \text{ A}$.

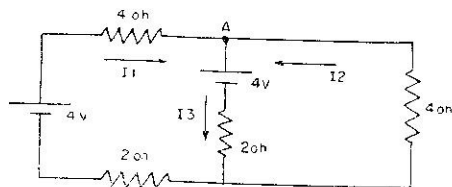


Fig. 1.

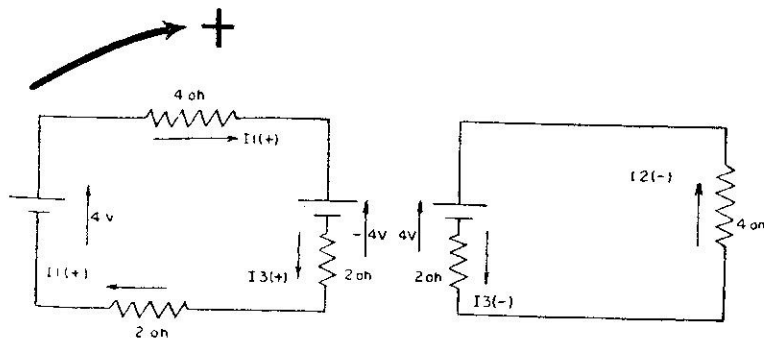


Fig. 2.

Fig. 3.

Como I_2 e I_3 nos dan, con signo negativo, el sentido verdadero de estas dos corrientes, es opuesto al que hemos dado.

Póngase opuesto y saldrán los mismos resultados con signos positivos.

LINEAS TRIGONOMETRICAS NATURALES

Grados	SEÑOS							
	0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'	
0	0'00000	0'00291	0'00582	0'00873	0'01164	0'01454	0'01745	89
1	0'01745	0'02036	0'02327	0'02618	0'02908	0'03199	0'03490	88
2	0'03490	0'03781	0'04071	0'04362	0'04653	0'04943	0'05234	87
3	0'05234	0'05524	0'05814	0'06105	0'06395	0'06685	0'06976	86
4	0'06976	0'07266	0'07556	0'07846	0'08136	0'08426	0'08716	85
5	0'08716	0'09005	0'09295	0'09585	0'09874	0'10164	0'10453	84
6	0'10453	0'10742	0'11031	0'11320	0'11609	0'11898	0'12187	83
7	0'12187	0'12476	0'12764	0'13053	0'13341	0'13629	0'13917	82
8	0'13917	0'14205	0'14493	0'14781	0'15069	0'15356	0'15643	81
9	0'15643	0'15931	0'16218	0'16505	0'16792	0'17078	0'17365	80
10	0'17365	0'17651	0'17937	0'18224	0'18509	0'18795	0'19081	79
11	0'19081	0'19366	0'19652	0'19937	0'20222	0'20507	0'20791	78
12	0'20791	0'21076	0'21360	0'21644	0'21928	0'22212	0'22495	77
13	0'22495	0'22778	0'23062	0'23345	0'23627	0'23910	0'24192	76
14	0'24192	0'24474	0'24756	0'25038	0'25320	0'25601	0'25882	75
15	0'25882	0'26163	0'26443	0'26724	0'27004	0'27284	0'27564	74
16	0'27564	0'27843	0'28123	0'28402	0'28680	0'28959	0'29257	73
17	0'29237	0'29515	0'29793	0'30071	0'30348	0'30625	0'30902	72
18	0'30902	0'31178	0'31454	0'31730	0'32006	0'32282	0'32557	71
19	0'32557	0'32832	0'33106	0'33381	0'33655	0'33929	0'34202	70
20	0'34202	0'34475	0'34748	0'35021	0'35293	0'35565	0'35837	69

	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	Grados
21	0'35837	0'36108	0'36379	0'36650	0'36920	0'37190	0'37461	68
22	0'37461	0'37730	0'37999	0'38268	0'38537	0'38805	0'39073	67
23	0'39073	0'39341	0'39608	0'39875	0'40142	0'40408	0'40674	66
24	0'40674	0'40939	0'41204	0'41469	0'41737	0'41998	0'42262	65
25	0'42262	0'42525	0'42788	0'43051	0'43313	0'43575	0'43837	64
26	0'43837	0'44098	0'44359	0'44620	0'44880	0'45140	0'45399	63
27	0'45399	0'45668	0'45917	0'46175	0'46433	0'46690	0'46947	62
28	0'46947	0'47204	0'47460	0'47716	0'47971	0'48226	0'48481	61
29	0'48481	0'48735	0'48989	0'49242	0'49495	0'49748	0'50000	60
30	0'50000	0'50252	0'50503	0'50754	0'51004	0'51254	0'51504	59
31	0'51504	0'51753	0'52002	0'52250	0'52498	0'52745	0'52992	58
32	0'52992	0'53238	0'53484	0'53730	0'53975	0'54220	0'54464	57
33	0'54464	0'54708	0'54951	0'55194	0'55436	0'55678	0'55919	56
34	0'55919	0'56160	0'56401	0'56641	0'56880	0'57119	0'57358	55
35	0'57358	0'59014	0'57833	0'58070	0'58307	0'58543	0'58779	54
36	0'58779	0'57596	0'59248	0'59482	0'59716	0'59949	0'60182	53
37	0'60182	0'60414	0'60645	0'60876	0'61107	0'61337	0'61566	52
38	0'61566	0'61795	0'62024	0'62251	0'62479	0'62706	0'62932	51
39	0'62932	0'63158	0'63383	0'63608	0'63832	0'64056	0'64279	50
40	0'64279	0'64501	0'64723	0'64945	0'65166	0'65386	0'65606	49
41	0'65606	0'65825	0'66044	0'66262	0'66480	0'66697	0'68200	48
42	0'66913	0'67129	0'67344	0'67559	0'67773	0'67987	0'66913	47
43	0'68200	0'68412	0'68624	0'68835	0'69046	0'69256	0'69466	46
44	0'69466	0'69675	0'69883	0'70091	0'70298	0'70505	0'70611	45
C O S E N O S								
	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	

LINEAS TRIGONOMETRICAS NATURALES

Grados

COSEENOS

0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'	
1'00000	1'00000	0'99998	0'99996	0'99993	0'99989	0'99985	89
0'99985	0'99979	0'99973	0'99966	0'99958	0'99949	0'99939	88
0'99939	0'99929	0'99917	0'99905	0'99892	0'99878	0'99863	87
0'99863	0'99847	0'99831	0'99813	0'99795	0'99770	0'99756	86
0'99756	0'99736	0'99714	0'99692	0'99668	0'99644	0'99619	
0'99619	0'99594	0'99567	0'99540	0'99511	0'99482	0'99452	84
0'99452	0'99421	0'99390	0'99357	0'99324	0'99290	0'99255	83
0'99255	0'99219	0'99182	0'99144	0'99106	0'99067	0'99027	82
0'99027	0'98986	0'98944	0'98902	0'98858	0'98814	0'98769	81
0'98769	0'98723	0'98676	0'98629	0'98580	0'98531	0'98481	80
0'98481	0'98430	0'98378	0'98325	0'98272	0'98218	0'98163	79
0'98163	0'98107	0'98050	0'97992	0'97934	0'97875	0'97815	78
0'97815	0'97754	0'97692	0'97630	0'97566	0'97502	0'97437	77
0'97437	0'97371	0'97304	0'97237	0'97169	0'97100	0'97030	76
0'97030	0'96959	0'96887	0'96815	0'96742	0'96667	0'96593	75
0'96593	0'96517	0'96440	0'96363	0'96285	0'96206	0'96126	74
0'96126	0'96046	0'95964	0'95882	0'95799	0'95715	0'95630	73
0'95630	0'95545	0'95459	0'95372	0'95284	0'95195	0'95106	72
0'95106	0'95015	0'94924	0'94832	0'94740	0'94646	0'94552	71
0'94552	0'94457	0'94361	0'94264	0'94167	0'94068	0'93969	70
0'93969	0'93869	0'93769	0'93667	0'93565	0'93462	0'93358	69

	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	Grados
21	0'93358	0'93253	0'93148	0'93042	0'92935	0'92827	0'92718	68
22	0'92718	0'92609	0'92499	0'92388	0'92276	0'92164	0'92050	67
23	0'92050	0'91936	0'91822	0'91706	0'91590	0'91472	0'91355	66
24	0'91355	0'91236	0'91116	0'90996	0'90875	0'90753	0'90631	65
25	0'90631	0'90507	0'90383	0'90259	0'90133	0'90007	0'89879	64
26	0'89879	0'89752	0'89623	0'89493	0'89363	0'89232	0'89101	63
27	0'89101	0'88968	0'88835	0'88701	0'88566	0'88431	0'88295	62
28	0'88295	0'88158	0'88020	0'87882	0'87743	0'87603	0'87462	61
29	0'87462	0'87321	0'87178	0'87036	0'86892	0'86748	0'86603	60
30	0'86603	0'86457	0'86310	0'86163	0'86015	0'85866	0'85717	59
31	0'85717	0'85567	0'85416	0'85264	0'85112	0'84959	0'84805	58
32	0'84805	0'84650	0'84495	0'84339	0'84182	0'84025	0'83867	57
33	0'83867	0'83708	0'83549	0'83389	0'83228	0'83066	0'82904	56
34	0'82904	0'82741	0'82577	0'82413	0'82248	0'82082	0'81915	55
35	0'81915	0'81748	0'81580	0'81412	0'81242	0'81072	0'80902	54
36	0'80902	0'80730	0'80558	0'80386	0'80212	0'80038	0'79864	53
37	0'79864	0'79688	0'79512	0'79335	0'79158	0'78950	0'78801	52
38	0'78801	0'78622	0'78442	0'78261	0'78079	0'77897	0'77715	51
39	0'77715	0'77531	0'77347	0'77162	0'76977	0'76791	0'76604	50
40	0'76604	0'76417	0'76229	0'76041	0'75851	0'75661	0'75471	49
41	0'75471	0'75280	0'75088	0'74896	0'74703	0'74509	0'74314	48
42	0'74314	0'74120	0'73924	0'73728	0'73531	0'73333	0'73135	47
43	0'73135	0'72937	0'72737	0'72537	0'72337	0'72136	0'71934	46
44	0'71934	0'71732	0'71529	0'71325	0'71121	0'70916	0'70711	45
S E N O S								
	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	

LINEAS TRIGONOMETRICAS NATURALES

		TANGENTES						
Grados		0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'
0	0	0'0000	0'00291	0'00582	0'00873	0'01164	0'01455	0'01746
1	0	0'01746	0'02036	0'02328	0'02619	0'02910	0'03201	0'03492
2	0	0'03492	0'03783	0'04075	0'04366	0'04658	0'04949	0'05241
3	0	0'05241	0'05533	0'05824	0'06116	0'06408	0'06700	0'06993
4	0	0'06993	0'07285	0'07578	0'07870	0'08163	0'08456	0'08749
5	0	0'08749	0'09042	0'09335	0'09629	0'09923	0'10216	0'10510
6	0	0'10510	0'10805	0'11099	0'11394	0'11688	0'11983	0'12278
7	0	0'12278	0'12574	0'12869	0'13164	0'13461	0'13758	0'14054
8	0	0'14054	0'14351	0'14648	0'14945	0'15243	0'15540	0'15838
9	0	0'15838	0'16137	0'16435	0'16734	0'17033	0'17333	0'17633
10	0	0'17633	0'17933	0'18233	0'18534	0'18835	0'19136	0'19438
11	0	0'19438	0'19740	0'20042	0'20345	0'20648	0'20952	0'21256
12	0	0'21256	0'21560	0'21864	0'22169	0'22475	0'22781	0'23087
13	0	0'23087	0'23393	0'23700	0'24008	0'24316	0'24624	0'24933
14	0	0'24933	0'25242	0'25552	0'25862	0'26172	0'26483	0'26795
15	0	0'26795	0'27107	0'27419	0'27732	0'28046	0'28360	0'28675
16	0	0'28675	0'28990	0'29305	0'29621	0'29938	0'30255	0'30573
17	0	0'30573	0'30891	0'31210	0'31530	0'31850	0'32171	0'32492
18	0	0'32492	0'32814	0'33136	0'33460	0'33783	0'34108	0'34433
19	0	0'34433	0'34758	0'35085	0'35412	0'35740	0'36068	0'36397
20	0	0'36397	0'36727	0'37057	0'37388	0'37720	0'38053	0'38386
89	89							
88	88							
87	87							
86	86							
85	85							
84	84							
83	83							
82	82							
81	81							
80	80							
79	79							
78	78							
77	77							
76	76							
75	75							
74	74							
73	73							
72	72							
71	71							
70	70							
69	69							

COTANGENTES								Grados
	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	
21	0°38386	0°38721	0°39055	0°39391	0°39727	0°40065	0°40403	68
22	0°40403	0°40741	0°41081	0°41421	0°41763	0°42105	0°42447	67
23	0°42447	0°42791	0°43136	0°43481	0°43828	0°44175	0°44523	66
24	0°44523	0°44872	0°45222	0°45573	0°45924	0°46277	0°46631	65
25	0°46631	0°46985	0°47341	0°47698	0°48055	0°48414	0°48773	64
26	0°48773	0°49134	0°49495	0°49858	0°50222	0°50587	0°50953	63
27	0°50953	0°51320	0°51688	0°52057	0°52427	0°52798	0°53171	62
28	0°53171	0°53545	0°53920	0°54296	0°54673	0°55051	0°55431	61
29	0°55431	0°55812	0°56194	0°56577	0°56962	0°57348	0°57735	60
30	0°57735	0°58124	0°58513	0°58905	0°59297	0°59691	0°60086	59
31	0°60086	0°60483	0°60881	0°61280	0°61681	0°62083	0°62487	58
32	0°62487	0°62892	0°63299	0°63707	0°64117	0°64528	0°64941	57
33	0°64941	0°65355	0°65771	0°66189	0°66608	0°67028	0°67451	56
34	0°67451	0°67875	0°68301	0°68728	0°69157	0°69588	0°70021	55
35	0°70021	0°70455	0°70891	0°71329	0°71769	0°72211	0°72654	54
36	0°72654	0°73100	0°73547	0°73996	0°74447	0°74900	0°75355	53
37	0°75355	0°75812	0°76272	0°76733	0°77196	0°77661	0°78129	52
38	0°78129	0°78598	0°79070	0°79544	0°80020	0°80498	0°80978	51
39	0°80978	0°81461	0°81946	0°82434	0°82923	0°83415	0°83910	50
40	0°83910	0°84407	0°84906	0°85408	0°85912	0°86419	0°86929	49
41	0°86929	0°87441	0°87955	0°88473	0°88992	0°89515	0°90040	48
42	0°90040	0°90569	0°91099	0°91633	0°92170	0°92709	0°93252	47
43	0°93252	0°93797	0°94345	0°94896	0°95431	0°96008	0°96569	46
44	0°96569	0°97133	0°97700	0°98270	0°98843	0°99420	1°00000	45

Grados

LINEAS TRIGONOMETRICAS NATURALES

Grados

COTANGENTES

0°	10'	20'	30'	40'	50'	60'	
∞	343'77371	171'88540	114'58855	85'93979	68'75009	57'28996	89
57'28996	49'10388	42'96408	38'18846	34'36777	31'24158	28'63625	88
28'63625	26'43160	24'54176	22'90377	21'47040	20'20555	19'08114	87
19'08114	18'07498	17'16938	16'34986	15'60478	14'92442	14'30067	86
14'30067	13'72674	13'19688	12'70621	12'25051	11'82617	11'43005	85
11'43005	11'05943	10'71191	10'38540	10'07803	9'78817	9'51436	84
9'51436	9'25530	9'00983	8'77689	8'55355	8'34496	8'14435	83
8'14435	7'95302	7'77035	7'59575	7'42871	7'26873	7'11537	82
7'11537	6'96823	6'82694	6'69116	6'56055	6'43484	6'31375	81
6'31375	6'19703	6'08444	5'97576	5'87080	5'76937	5'67128	80
5'67128	5'57638	5'48451	5'39552	5'30928	5'22566	5'14455	79
5'14455	5'06584	4'98940	4'91516	4'84300	4'77286	4'70463	78
4'70463	4'63825	4'57363	4'51071	4'44942	4'38969	4'33148	77
4'33148	4'27471	4'21933	4'16530	4'11256	4'06107	4'01078	76
4'01078	3'96165	3'91364	3'86671	3'82083	3'77595	3'73205	75
3'73205	3'68909	3'64705	3'60588	3'56557	3'52609	3'48741	74
3'48741	3'44951	3'41236	3'37594	3'34023	3'30521	3'27085	73
3'27085	3'23714	3'20406	3'17159	3'13972	3'10842	3'07768	72
3'07768	3'04749	3'01783	2'98869	2'96004	2'93189	2'90421	71
2'90421	2'87700	2'85023	2'82391	2'79802	2'77254	2'74748	70
2'74748	2'72281	2'69853	2'67462	2'65109	2'62791	2'60509	69

INDICE ALFABETICO

A

Absorción ionosférica, 539.
 Acción de la rejilla en los triodos, 139.
 Acopladores de antenas, 511.
 Acoplamiento de antenas, 508.
 Acoplamiento de circuitos, 83.
 Acoplamiento de una antena al emisor, 508.
 Acoplamiento de una antena al receptor, 514.
 Acoplamiento en π , 510.
 Acoplamiento inductivo variable, 509.
 Acoplamiento por circuitos sintonizados, 510.
 Acoplamiento por R y C, 223.
 Acoplamiento por transformador, 230.
 Adaptación de impedancias, 69, 105, 248.
 Admitancia, 68.
 Admitancia de entrada a los amplificadores, 287.
 Alimentación de antenas en media onda en el centro y en los extremos, 506.
 Alimentación de antenas verticales en medio y en cuarto de onda, 508.
 Alimentación de válvulas, 411.
 Alimentación, fuentes, 411.
 Altavoces, 553.
 Altura efectiva de una antena, 503.
 Amplificación, 209.
 Amplificadores acoplados por cátodo, 259.
 Amplificadores acoplados por R y C, 223.
 Amplificadores acoplados por transformador, 230.
 Amplificadores circuitos equivalentes, 213.
 Amplificadores con realimentación, 267.

Amplificadores con rejilla a tierra, 291.
 Amplificadores con transformador, 230.
 Amplificadores con transistores, 297.
 Amplificadores con varias etapas, 228.
 Amplificadores de baja frecuencia, 222.
 Amplificadores de corriente continua, 236.
 Amplificadores de potencia, 211, 243.
 Amplificadores de potencia clase A, 244.
 Amplificadores de potencia clase B, 254.
 Amplificadores de potencia clase C, 280.
 Amplificadores de potencia sintonizados, 280.
 Amplificadores de radiofrecuencia, 289.
 Amplificadores de tensión, 211.
 Amplificadores de videofrecuencias, 236.
 Amplificadores en contrafase clase A, 249.
 Amplificadores en contrafase clase B y AB, 254.
 Amplificadores lineales, 284.
 Amplificadores modulados, 356.
 Amplificador seguidor catódico, 259.
 Amplificadores sintonizados, 274.
 Analogía de la línea y la guía, 115.
 Ancho de banda en los amplificadores, 223, 230.
 Ancho de banda en frecuencia y amplitud, 225, 231.
 Anchura de un canal de televisión, 547.
 Angulo límite, 536.
 Anodo, 134.
 Antenas, 491.
 Antenas alimentación, 506, 508.
 Antenas banda ancha, 520.
 Antena con plano a tierra, 502.
 Antenas con reflectores angulares, 524.

Antenas con reflectores parabólicos, 525.
 Antenas de bocina, 525.
 Antenas de cuadro, 522.
 Antenas de doble cono y disco, 524.
 Antenas de medio y cuarto de onda, 501.
 Antenas de ranura, 525.
 Antenas en L y T, 501.
 Antenas rómbicas, 521.
 Antenas "V", 521.
 Antenas T-R y anti T-R, 169.
 Área de interceptación de una antena, 505.
 Asociación de resistencias, 25.
 Asociación de condensadores, 47, 49.
 Auriculares, 455.

B

Bandas, anchura en los amplificadores, 225, 231.
 Bandas de energía, 189.
 Bandas laterales, 352.
 Base común, 201.
 Blindajes, 50.
 Bobinas, 31.
 Bobinas con núcleo de aire, 35.
 Bobinas con núcleo magnético, 34.
 Bocinas de antenas, 525.

C

Caída de tensión, 25.
 Caldeo directo, 133.
 Caldeo indirecto, 133.
 Campos de inducción y radiado, 491.
 Campo magnético creado por una corriente, 29.
 Capacidad, 31.
 Capacidad distribuida en una bobina, 46.
 Capacidades interelectrónicas, 156.
 Carga espacial, 133.
 Cátodo, 134.
 Cátodo de caldeo directo, 133.
 Cátodo de caldeo indirecto, 133.
 Cavidad resonante, 118.
 Circuitos acoplados, 83.
 Circuitos acoplados inductivamente, 83.
 Circuitos acoplados con condensador común, 92.
 Circuitos acoplados con R común, 92.
 Circuitos con base común, 201.

Circuitos con colector común, 201.
 Circuitos con emisor común, 201.
 Circuitos con realimentación, 270.
 Circuitos con rejilla a tierra, 291.
 Circuitos con resistencia y reactancia en serie, 59.
 Circuitos con resistencia y reactancia en paralelo, 67.
 Circuitos contadores, 407.
 Circuitos detectores, 362.
 Circuitos de amplificación con transistores, 312.
 Circuitos de polarización de rejilla, 314.
 Circuitos de polarización de transistores, 307.
 Circuitos de realimentación, 270.
 Circuitos diferenciadores, 395.
 Circuitos entrada a un receptor, 447.
 Circuitos equivalentes a un cristal, 339.
 Circuitos flip-flop, 397.
 Circuitos generadores de dientes de sierra, 404.
 Circuitos generadores de ondas cuadradas, 402.
 Circuitos integradores, 395.
 Circuitos limitadores, 392, 458.
 Circuitos mezcladores y conversores, 369.
 Circuitos paralelo, 66.
 Circuitos para ondas moduladas en amplitud, 356.
 Circuitos para ondas moduladas en fase, 382, 383.
 Circuitos para ondas moduladas en frecuencia, 381.
 Circuitos rectificadores media onda, 415.
 Circuitos rectificadores onda completa, 415.
 Circuito rectificador puente, 417.
 Circuitos resonantes, 71.
 Circuitos restauradores, 403.
 Circuitos serie, 64.
 Circuitos silenciadores, 452.
 Circuitos sumadores, 409.
 Circuitos tanque, 66.
 Colector común, 201.
 Coeficiente de acoplamiento, 36.
 Coeficiente de modulación, 353.
 Coeficiente de reflexión, 104.
 Coeficiente positivo y negativo en las resistencias, 28.
 Composición de la ionosfera, 534.
 Compresión y expansión, 263.

Concepto fundamental de amplificación, 209.
 Condensadores, 42.
 Condensadores serie y paralelo, 47, 49.
 Conductancia, 23, 68.
 Conductividad, 23.
 Conductividad en los semiconductores, 183.
 Conmutadores electrónicos, 407.
 Contraantenas, 503.
 Control automático de frecuencia, 448.
 Control de volumen, 263.
 Constante dieléctrica, 45.
 Constitución de una válvula de vacío, 132.
 Conversión, 369, 447.
 Corriente inversa de saturación, 191.
 Corriente iónica de rejilla, 155.
 Cristales de cuarzo, 337.
 Curvas de magnetización, 34.
 Curvas de resonancia serie, 73.
 Curvas de resonancia paralelo, 76.

CH

Choques de radiofrecuencia, 35.

D

Decibelio, 212.
 Detección, 362.
 Detección con diodo, 362.
 Detección con triodo, 365.
 Detector de producto, 457.
 Detector de relación, 387.
 Detector para ondas moduladas en amplitud, 362.
 Detector para ondas moduladas en fase, 385.
 Detector para ondas moduladas en frecuencia, 385.
 Desvanecimiento, 539.
 Desviación electrostática en el TRC, 170.
 Desviación electromagnética en el TEC, 171.
 Diagrama de radiación de una antena horizontal, 499.
 Diagrama de radiación de una antena vertical, 497.
 Dieléctricos, 44.
 Dientes de sierra, 404.
 Difracción, 533.
 Dimensiones de un guía, 114.

Dipolo, 492.
 Dipolo doblado, 494.
 Diodos, 134.
 Diodos con polarización directa, 186.
 Diodos con polarización inversa, 186.
 Diodos de puntas, 195.
 Diodos P-N con polarización directa, 186.
 Diodos P-N con polarización inversa, 186.
 Diodo túnel, 315.
 Diodos zener, 194.
 Directividad, 495.
 Discontinuidad en las líneas, 108.
 Discriminador, 385.
 Discriminador de relación, 386.
 Dispersión, 533.
 Dispositivo TR y anti TR, 120.
 Distancia de salto, 537.
 Duplicadores de tensión, 418.
 División de tensión, 27, 67.

E

Ecclés-Jordán, 387.
 Efecto de campo, 125.
 Efecto de proximidad, 38.
 Efecto de proximidad del terreno, 501.
 Efecto de tiempo de tránsito, 157.
 Efecto Miller, 290.
 Efecto microfónico, 265.
 Efecto pelicular, 38.
 Eliminación de la portadora y una banda lateral, 468.
 Emisión de electrones por bombardeo del cátodo, 125.
 Emisión fotoeléctrica, 124.
 Emisión secundaria, 125.
 Emisión termoiónica, 124.
 Emisor común, 201.
 Estabilidad de frecuencia, 336, 443.
 Estabilidad de la frecuencia portadora en banda lateral, 479.
 Estáticos, 461.
 Evacuación de los gases, 155.
 Expansión y compresión, 263.

F

Facsímil, 489.
 Factor de amplificación, 143.
 Factor "Q", su variación con la carga, 76, 81.
 Fase modulación, 373.

Fidelidad, 446.
 Filtros, 93, 421.
 Filtros de cristal, 449.
 Filtros de entrada por choque, 421.
 Filtros de entrada por condensador, 422.
 Filtros de eliminación de armónicos, 510.
 Filtros de selectividad variable, 450.
 Filtros graduables, 427.
 Filtros para eliminar el ruido que procede de motores, 466.
 Filtros mecánicos, 474.
 Filtros para rectificadores, 422.
 Filtros resistencia capacidad, 424.
 Filtros varias secciones, 424.
 Flujo magnético creado en una bobina, 31.
 Formación de conducto, 537.
 Foto diodo, 199.
 Foto transistor, 199.
 Frecuencia crítica, 536.
 Frecuencia de resonancia, 71.
 Frecuencia imagen, 446, 461.
 Frecuencia intermedia, 446.
 Frecuencia más baja utilizable, 537.
 Frecuencia óptima de trabajo, 537.
 Fuentes de alimentación, 411.

G

Ganancia de una antena, 495.
 Ganancia de un amplificador, 213.
 Gas residual en las válvulas de vacío, 154.
 Gaseosos diodos, 177.
 Generadores de armónicos, 344.
 Generadores de ondas moduladas en fase, 382-383.
 Generadores de ondas moduladas en frecuencia, 380.
 Germanio, 182.
 Guías circulares, 116.
 Guías de ondas, 110.

H

Heterodinación, 367.
 Huecos, 183.

I

Ideas generales de televisión, 542.
 Imanes, 29, 127.
 Imán permanente, 35.

Impedancia, 52.
 Impedancia adaptación, 49, 105, 248.
 Impedancia característica, 97.
 Impedancia de entrada, 298, 300.
 Impedancia de salida, 298, 300.
 Impulsos, 389.
 Impurezas tipo P, 184.
 Impurezas tipo N, 184.
 Inductancia, 32.
 Inductancia mutua, 36.
 Inductancias en paralelo, 39.
 Inductancias en serie, 39.
 Índice en la modulación de frecuencias, 376.
 Integradores, 395.
 Interferencias, 463, 464.
 Interferencias en la F. I., 460.
 Inversor de fase, 251.
 Ionización, 176.
 Ionosfera, 534.

J

Juntas de choque, 117.
 Juntas rotatorias, 117.

K

Klistrón, 160.

L

Leyes de Kirchhoff, 61.
 Ley de Ohm, 23.
 Limitadores de cresta, 441, 458.
 Líneas, 95.
 Líneas artificiales, 509.
 Líneas aperiódicas, 100.
 Líneas desequilibradas, 107.
 Línea de carga, 144.
 Línea de transmisión, 95.
 Líneas en circuito abierto, 102.
 Líneas en cortocircuito, 102.
 Líneas equilibradas, 107.
 Líneas resonantes, 102.
 Líneas sintonizadas, 102.
 Longitud de una antena, 495.

M

Magnetron, 162.
 Magnetostricción, 474.
 Manipulación automática, 438.

Manipulación por desviación de frecuencia, 438.
 Manipulación telegráfica, 437.
 Máxima frecuencia utilizable, 537.
 Máxima transferencia de energía, 69, 83, 105, 248.
 Medidas para reducir el ruido interno en los receptores, 462.
 Medidores de ondas estacionarias, 513.
 Método para aumentar la altura efectiva de una antena, 496.
 Método de excitación y acoplo en las guías, 115.
 Mezcladores, 369.
 Mezcladores a diodo, 371.
 Micrófonos, 439.
 Modos de propagación en las guías, 112.
 Modulación cruzada, 460.
 Modulación de amplitud, 350.
 Modulación de fase, 373.
 Modulación de frecuencia, 373.
 Modulación de impulsos, 389.
 Modulación de velocidad, 159.
 Modulación en cátodo, 359.
 Modulación en pantalla, 358.
 Modulación en placa, 356.
 Modulación en rejilla, 357.
 Modulación en supresora, 359.
 Modulación simultánea placa-pantalla, 360.
 Modulación telegráfica, 437.
 Modulación telegráfica por teleimpresor, 486.
 Movimiento de los electrones e iones en un campo eléctrico, 126.
 Movimiento de los electrones e iones en un campo magnético, 127.
 Movimiento de los electrones en una combinación de campos eléctrico y magnético, 129.
 Multiacopladores de antenas, 511, 514.
 Multiplicadores de tensión, 418.
 Multivibradores, 397.

N

Neutralización de la admitancia de entrada, 290.

O

Ondas cuadradas, generador, 402.
 Ondas directa y reflejada, 99.

Ondas estacionarias, 100.
 Ondas ionosféricas, 533.
 Ondas moduladas en amplitud, 350.
 Ondas moduladas en fase, 377.
 Ondas moduladas en frecuencias, 373.
 Ondas terrestres, 529.
 Oscilaciones parásitas, 343.
 Oscilador fundamento, 318.
 Oscilador a cristal, 340.
 Oscilador a cristal Pierce, 341.
 Oscilador a cristal puente, 342.
 Oscilador acoplamiento electrónico, 330.
 Oscilador Colpitts, 328.
 Oscilador de batido, 450.
 Oscilador de bloqueo, 401.
 Oscilador de frecuencia variable, 337.
 Oscilador Hartley, 327.
 Oscilador local, 447.
 Oscilador rejilla y placa sintonizadas, 329.
 Oscilador resistencia capacidad, 331, 347.
 Oscilógrafo de rayos catódicos, 169, 171.

P

Pantallas, 51.
 Parámetros en los transistores, 201.
 Pérdidas en las líneas, 105.
 Pérdidas de energía en una bobina, 38.
 Pérdidas de energía en un condensador, 45.
 Permeabilidad, 33.
 Pentodo, 148.
 Perturbaciones ionosféricas, 539.
 Piezoelectricidad, 337.
 Polarización de una antena, 493.
 Polarización directa en el diodo P-N, 186.
 Polarización en transistores, 307.
 Polarización inversa en el diodo P-N, 186.
 Polarización rejilla control, 214.
 Portadora, 352.
 Potencia, Amplificadores, 280.
 Potencia disipada en los circuitos con resistencia, 28.
 Potencia radiada, 528.
 Portadores mayoritarios y minoritarios, 184.
 Producción de electrones, 123.
 Producción de iones por colisión, 126.
 Producción y recombinación de electrones y huecos, 182.
 Propagación, 527.

Propagación de ondas muy cortas, 531.
 Propagación ionosférica, 533.
 Propagación por dispersión, 533.
 Propagación por varios saltos, 538.
 Propagación terrestre, 529.
 Protección contra campos eléctricos y magnéticos, 50.

Q

Q de una bobina, 38.
 Q de un circuito, 76, 81.

R

Radiación, 491.
 Radiación longitudinal, 519.
 Radiación transversal, 518.
 Radiofrecuencia, amplificadores, 280.
 Reactancia inductiva, 53.
 Reactancia capacitativa, 55.
 Realimentación, 267.
 Receptor superheterodino, 444.
 Receptor superregenerativo, 444.
 Receptores, 44.
 Receptores de televisión, 547.
 Receptores para banda lateral única, 479.
 Receptores para frecuencia modulada, 456.
 Receptores para recibir onda modulada en amplitud, 444.
 Recortadores, 392.
 Recta de carga, 144, 308.
 Rectificación, 413.
 Rectificadores media onda, 415.
 Rectificadores onda completa, 415.
 Rectificador puente, 417.
 Redes con elementos parásitos, 515.
 Redes de radiación en línea, 518, 519.
 Refracción ionosférica, 535.
 Refracción troposférica, 531.
 Reflexión troposférica, 533.
 Reguladores de tensión, 426.
 Relación ondas estacionarias, 104.
 Relación señal-ruido, 462.
 Rendimiento, 257, 502.
 Representación de impedancias, 63.
 Resistencia, 23.
 Resistencia eléctrica de un conductor en RF, 38.
 Resistencia de radiación de una antena, 494.

Resistencia interior en las válvulas, 143.
 Resistencia negativa, 322.
 Resistencias en serie, 25.
 Resistencias en paralelo, 25.
 Resistividad, 23.
 Resonancia paralelo, 76.
 Resonancia serie, 71.
 Rigidez dieléctrica, 45.
 Ruido interno en un receptor, 462.
 Ruidos atmosféricos, galácticos e industriales, 461.
 Ruidos en los amplificadores, 293.
 Ruidos en las válvulas mezcladoras, 293, 370.

S

Selectividad, 446.
 Sensibilidad, 446.
 Serie resonancia, 71.
 Servomecanismos, 272.
 Silicio cristal, 182.
 Sintonía de los osciladores a cristal, 342.
 Sintonizadores de antena, 512.
 Sistemas de alimentación de antenas de frecuencias muy elevadas, 526.
 Sistemas Yagui, 515.
 Superheterodino, 444.
 Superregeneración, 444.
 Supresión de portadora y una banda lateral por desviación de fase, 475.
 Susceptancia, 68.

T

Telegrafía por frecuencias vocales, 488.
 Televisión, 542.
 Tensión inversa de ruptura, 194.
 Tetrodo, 147, 314.
 Teorema de Thevenin, 68.
 Tiempo de tránsito, 157.
 Tiratrones, 177, 315.
 Trampa de iones, 172.
 Transformadores, 89.
 Transformador adaptador de impedancias, 89.
 Transformador con toma media, 415.
 Transconductancia, 143.
 Traslación de frecuencias, 367.
 Transmisor para banda lateral única, 468.

ÍNDICE ALFABÉTICO

Transmisor para modulación de amplitud, 431.
Transmisor para modulación de fase, 436.
Transmisor para modulación de frecuencia, 434.
Transistores, 196.
Transistor de puntas, 199.
Transistor de unión N-P-N, 196.
Transistor de unión P-N-P, 196.
Triodos, 138.
T. R., 120.
T. R. C. electromagnéticos, 169, 171.
T. R. C. electrostático, 169.

U

Unión P-N con polarización directa, 186.
Unión P-N con polarización inversa, 186.

V

Valores de las líneas, 99.
Válvulas, 123.
Válvulas como amplificadoras, 209.
Válvulas como osciladoras, 323.
Válvula de gas, 176.
Válvulas de haces electrónicos, 150.
Válvulas de pendiente variable, 149.

Válvulas de onda progresiva, 168.
Válvulas de reactancia variable, 381.
Válvulas diodo, 134.
Válvulas mezcladoras, 369.
Válvula pentodo, 148.
Válvula tetrodo, 147.
Válvulas triodo, 138.
Variación de la ionosfera, 534.
Variación de la reactancia con la frecuencia, 76.
Variación de la corriente con la frecuencia, 71.
Variación de la resistencia con la frecuencia, 38.
Variación de la resistencia con la temperatura, 28.
Velocidad de propagación, 529.
Velocidad telegráfica, 487.
Ventajas del sistema de banda lateral, 477.
Vibradores, 428.
Volumen, 263.

Y

Yagui, sistemas de antenas, 515.

Z

Zona de silencio, 538.
Zumbido, 265, 425.

**OTRO GRAN LIBRO SOBRE
RADIO Y ELECTRONICA
PUBLICADO POR PARANINFO**

**ELECTRONICA Y
RADIOELECTRICIDAD**

Por G. THALMANN

Este curso de electrónica, desarrollado en tres tomos, va destinado por igual a técnicos en electrónica, a radioelectricistas, a mecánicos y a montadores de aparatos electrónicos, así como a los prácticos y aficionados que deseen perfeccionar sus conocimientos.

Tomo I - BAJA FRECUENCIA.— Este volumen está especialmente dedicado a las válvulas electrónicas, semiconductores, alimentación de válvulas electrónicas y de transistores, la electroacústica, amplificadores de potencia por válvulas electrónicas, montaje en contrafase, amplificación por transistor, circuitos de control y contrarreacción.

Tamaño: 15,5 × 21,5 cm. 395 páginas. 380 figuras.

Tomo II - ALTA FRECUENCIA.— Incluye la radiación electromagnética, circuitos de alta frecuencia y circuitos acoplados, procedimientos de modulación, la detección, líneas de transmisión y antenas, así como la amplificación de alta frecuencia y el cambio de frecuencia.

Tamaño: 15,5 × 21,5 cm. 346 páginas. 258 figuras.

Tomo III - RECEPTORES Y TELEVISION.— Se estudian en este tomo los perfeccionamientos del montaje superheterodino, los receptores de válvulas y de transistores, la modulación de frecuencia, la televisión, montajes basados en la técnica de los impulsos, aparatos electrónicos industriales, medidas e instrumentos de medidas.

Tamaño: 15,5 × 21,5 cm. 296 páginas. 200 figuras.

Los tres tomos pueden obtenerse en rústica o similtela, con sobrecubierta a tres colores.



Magallanes, 21
MADRID-15